F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXV (XXIX)

Fasc. 1 – 2

SECŢIA III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1979

BIBLIOTECA CENTRALĂ UNIVERSITATEA TEHNICĂ „GHEORGHE ASACHI" DIN IAȘI

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXV (XXIX)

Fasc. 1–2

SECŢIA III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1979

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. VAL. BLIDARU, prof. dr. doc. N. V. BOȚAN, prof. dr. ing. GH. CAȘLER, prof. dr. ing. M. GAFIȚANU (președinte), prof. dr. P. MÂLCOMETE, prof. dr. doc. D. MANGERON, prof. dr. ing. T. SILION, acad. prof. dr. doc. CRISTOFOR SIMIONESCU, prof. dr. ing. I. VLAD

COMITETUL DE REDACȚIE AL SECȚIEI

III. ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. ing. I. BEJAN
Prof. dr. ing. D. BĂRBULESCU
Prof. dr. ing. AL. POEATĂ

REDACȚIA

Prof. dr. doc. D. MANGERON (redactor responsabil)
Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN (secretar)
ECATERINA IRIMIEA (tehnoredactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXV (XXIX), Fasc. 1–2 1979

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

	Pag.
H. ROSMAN, Relaţii energetice în circuite parametrice (II) (engl., rez. rom.)	9
N. POEATĂ, Folosirea cuadripolilor de tip latice la sinteza operatorilor de calcul compuşi (rom., rez. franc.)	13
S. MITREA, Oscilaţii armonice simetrice în circuitul ferorezonant paralel (engl., rez. rom.)	19
A. BARABOI, Stabilirea oscilaţiilor de regim forţat în circuitele ferorezonante conţinînd o bobină neliniară cu miez magnetizat pe direcţii ortogonale (franc., rez. rom.)	25
L. GORAŞ, Mutatoare şi mutatoare generalizate (engl., rez. rom.)	31
N. THIRER, Simularea analogică a unei noi metode de liniarizare a circuitelor cu termistoare (germ., rez. rom.)	37
M. ANTONIU, Megohmmetru logometric cu amplificator operaţional (franc., rez. rom.)	43
M. VOICU, Filtre W i e n e r pentru compensarea optimală a regimului deformant din reţelele electrice industriale (germ., rez. rom.)	51
C. SAAL, Rezultate noi în domeniul acţionărilor electrice cu şocuri periodice (germ., rez. rom.)	65
AL. SIMION, O metodă practică de determinare a diagramei curentului maşinii asincrone trifazate (germ., rez. rom.)	71
S. HARGHEL şi E. TEODORU, Asupra unei metode de studiu a caracteristicilor de funcţionare în regim static şi dinamic ale maşinii cu repulsie cu comutaţie statică comandată pe o alternanţă (rom., rez. engl.)	77
C. FLORESCU şi R. FLORESCU, Consideraţii asupra comportării compensatoarelor sincrone la variaţii ale tensiunii reţelei (franc., rez. rom.)	83
M. LUCANU, V. MUNTEANU, L. TURIC şi D. ALEXA, Schemă de comandă pentru un invertor trifazat de joasă frecvenţă (engl., rez. rom.)	89
V. MUNTEANU, M. LUCANU, L. TURIC şi D. ALEXA, Posibilităţi de inversare a sensului de rotaţie al motoarelor asincrone alimentate prin invertoare trifazate (engl., rez. rom.)	97

Pag.

R. SIREȚCHI și D. ALEXA, Schemă de comandă cu circuite integrate pentru un invertor de tensiune (engl., rez. rom.) 103

GH. CÎRȚINĂ și D. IVAS, Asupra compensării energiei reactive în cazul consumatorilor deformanți avînd șocuri de putere reactivă (franc., rez. rom.) . 111

R. OLÁH și I. OLÁH, Asupra comportării transformatorului cu premagnetizare în procesul sudării cu arc electric (germ., rez. rom.) 117

CL. BOTEZ și R. FLORESCU, Asupra calculului componentei directe a iluminării cu surse luminoase liniare (rom., rez. rusă) 128

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tome XXV (XXIX), Fasc. 1–2 1979

Section III

ELECTROTECHNICS. ENERGETICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

	Pp.
H. ROSMAN, Energy Relations in Parametric Networks (II) (English, Romanian summary)	9
N. POEATĂ, L'utilisation des latices dans la synthèse des opérateurs de calcul composés (Romanian, French summary)	18
S. MITREA, Symmetrical Harmonic Oscillations in the Ferroresonant Parallel Circuit (English, Romanian summary)	19
A. BARABOI, La stabilité des oscillations de régime forcé, dans les circuits ferrorésonants ayant une bobine nonlinéaire à noyau magnétisé orthogonalement (French, Romanian summary)	25
L. GORAŞ, Mutators and Generalized Mutators (English, Romanian summary)	31
N. THIRER, Die analogische Simulation einer neue Linearisierungsmethode von Thermistorenkreisen (German, Romanian summary)	37
M. ANTONIU, Mégohmmètre logométrique à amplificateur opérationnel (French, Romanan summary)	43
M. VOICU, Wiener filter für die optimale Dämpfung des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken (German, Romanian summary)	51
C. SAAL, Neue Ergebnisse im Bereich der elektrischen periodischen Stoßantriebe (German, Romanian summary)	65
AL. SIMION, Eine praktische Methode zur Bestimmung der Stromdiagramms der Dreiphasen-Asynchronmaschine (German, Romanian summary)	71
S. HARGHEL and E. TEODORU, The Dynamic and Static Performances of the Commutatorless Repulsion Motor Controlled on the Single Half Wave (Romanian, English summary)	77
C. FLORESCU et R. FLORESCU, Considérations sur le comportement des compensateurs synchrones aux variations de la tension du réseau (French, Romanian summary)	83
M. LUCANU, V. MUNTEANU, L. TURIC and D. ALEXA, A Controller for a Low Frequency Three-Phase Inverter (English, Romanian summary)	89
V. MUNTEANU, M. LUCANU, L. TURIC and D. ALEXA, Possibilities of Reversing the Direction of Rotation of the Asynchronous Motor Supplied by Three-Phase Inverters (English, Romanian summary)	97

Pp.

R. SIRETCHI and D. ALEXA, Control Integrated Circuit for a Voltage Inverter (English, Romanian summary) 103

GH. CÎRȚINĂ et D. IVAS, Sur la compensation de l'énergie réactive dans le cas des consommateurs déformants ayant des chocs de puissance réactive (French, Romanian summary) 111

R. OLÁH und I. OLÁH, Über das Verhalten des vormagnetisierten Schweißtransformators während dem Schweißen mit elektrischem Lichtbogen (German, Romanian summary) 117

CL. BOTEZ et R. FLORESCU, Sur la composante directe de l'éclairage à sources lumineuses linéaires (Romanian, French summary) 123

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXV (XXIX), Вып. 1 – 2 1979

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭНЕРГЕТИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Г. РОСМАН, Энергетические соотношение в параметрических цепях (II) (англ., рез. русск.) 9

Н. ПОЕАТЭ, Исспользование латичных схем четырехполюсников в синтезе вычислительных операторов (рум., рез. франц.) 13

С. МИТРЕА, Симметричнеские гармонические колебания в параллельной феррорезонансной цепи (англ., рез. рум.) 19

А. БАРАБОЙ, Устойчивости периодических колебаний вынужденного режима, в феррорезонансных цепях с поперечно управляемой катушкой (франц., рез. рум.) 25

Л. ГОРАШ, Мутаторы и обобщенные мутаторы (англ., рез. рум.). . . . 31

Н. ТИРЕР, Аналогический моделирование для новой методе линияризации для цепи с термисторами (нем., рез. рум.) 37

М. АНТОНИУ, Логометрический мегометр с операционным усилителем (франц., рез. рум.) 43

М. БОЙКУ, Фильтры Винера для оптимальной компенсации деформирующего режима в промышленных электрических сетях (нем., рез. рум.) 51

К. ЗААЛ, Новые результаты в области приводов с периодическими ударами (нем., рез. рум.) 65

А. СИМЙОН, Практический способ определения диаграммы тока трехфазной асинхронной машины (нем., рез. рум.) 71

С. ХАРГЕЛ и Е. ТЕОДОРУ, Исследования характеристик в статическом и динамическом режиме репульсйонного двигателя с электронным переключателем управляемый на полупериод (рум., рез. англ.) . 77

К. ФЛОРЕСКУ и Р. ФЛОРЕСКУ, Соображения в связи с поведением синхронных компенсаторов при колебаниях напряжения сети (франц., рез. рум.) 83

М. ЛУКАНУ, В. МУНТЯНУ, Л. ТУРИК и Д. АЛЕКСА, Схема управления трехфазного низкочастотного инвертора (англ., рез. рум.) . 89

В. МУНТЯНУ, М. ЛУКАНУ, Л. ТУРИК и Д. АЛЕКСА, Возможности изменения направления вращения асинхронных двигателей питаемых трехфазными инверторами (англ., рез. рум.) 97

Стр.

Р. СИРЕЦКИЙ и Д. АЛЕКСА, Логическая контрольная схема для инвертора напряжения (англ., рез. рум.) 103

Г. КЫРЦИНЭ и Д. ИВАС, К вопросу компенсации реактивной энергии при деформирующих предприятиях с ударами реактивной мощности (франц., рез. рум.) 111

Р. ОЛАХ и И. ОЛАХ, О поведении трансформатора с подмагничиванием в процессе сварки с электрической дугой (нем., рез. рум.). 117

К. БОТЕЗ и Р. ФЛОРЕСКУ, Расчет прямой составляющей освещения вызванного линейными светящимисия источниками (рум., рез. русск.) 123

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.373.93

ENERGY RELATIONS IN PARAMETRIC NETWORKS (II)

BY

HUGO ROSMAN

1. In a previous paper [1], we have established a few relations of wide applicability able to characterize the energy balance of a parametric circuit. Namely, we have considered two scalar or vector functions, $f(t)$, $g(t)$, double-periodic with respect to the same independent variable, t, and having the same periods, $T_1 = 2\pi/\omega_1$, $T_2 = 2\pi/\omega_2$. Under certain conditions, that are supposed to be fulfilled [2], these functions can be expanded into double Fourier series :

$$(1) \qquad f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} F_{k,l}\, e^{j(k\omega_1 + l\omega_2)t}\ ,\ g(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \underline{G}_{k,l}\, e^{j(k\omega_1 + l\omega_2)t}\ ,$$

where

$$(2) \qquad \begin{cases} \underline{F}_{k,l} = \dfrac{1}{4\pi^2} \displaystyle\int_0^{2\pi} d(\omega_2 t) \int_0^{2\pi} f(t) e^{-j(k\omega_1 + l\omega_2)t}\, d(\omega_1 t)\ , \\ \underline{G}_{k,l} = \dfrac{1}{4\pi^2} \displaystyle\int_0^{2\pi} d(\omega_2 t) \int_0^{2\pi} g(t)\, e^{-j(k\omega_1 + l\omega_2)t}\, d(\omega_1 t). \end{cases}$$

By defining, also, the functions $\varphi(k, l)$, $\psi(k, l)$, the first even and the second odd with respect to k and l:

$$(3) \qquad \varphi(k, l) = \varphi(-k, -l)\ ; \qquad \psi(k, l) = -\psi(-k, -l),$$

the following remarkable expressions were established :

$$(4) \qquad \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \psi(k, l) \mathcal{R}_e (F_{k,l}\ \underline{G}_{k,l}) = 0,\ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \varphi(k, l) \mathcal{I}_m (\underline{F}_{k,l}\, \underline{G}^*_{k,l}) = 0,$$

which were called *generalized* (generating) *primitive Manley - Rowe relations.*

The aim of these paper is to prove that one can establish relations of the kind shown above, which can be set in connection with the concepts of instantaneous and fluctuating active power, introduced in the energy balance of a circuit by V. N. Nedelcu [3], for which we have established relations of the Manley - Rowe type in a previous paper [4].

2. The following relations are constituted :

$$(5)\quad \begin{cases} C = \sum\limits_{k=-\infty}^{\infty} \sum\limits_{l=-\infty}^{\infty} \psi(k,l)\,\mathcal{R}e[\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}], \\ D = \sum\limits_{k=-\infty}^{\infty} \sum\limits_{l=-\infty}^{\infty} \varphi(k,l)\,\mathcal{I}m[\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}]. \end{cases}$$

By splitting the summation domain, e.g. for k, relation (5_1) can be written in the form :

$$(6)\quad \begin{aligned} C = &\sum_{k=-\infty}^{0} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \psi(k,l)\,\mathcal{R}e\,[\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}] + \\ &+ \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \psi(k,l)\,\mathcal{R}e\,[\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}]. \end{aligned}$$

We now substitute, in the first term of the right member of relation (6) k and l by $-k$ and $-l$ and obtain :

$$(7)\quad \begin{aligned} C = &\sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \psi(-k,-l)\,\mathcal{R}e\,[\underline{F}_{(k,-l}\,\underline{G}_{-k,-l}\,e^{-j2(\omega_1+l\omega_2)t}] + \\ &+ \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \psi(k,l)\,\mathcal{R}e\,[\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)}\,]. \end{aligned}$$

We take into account on one hand

$$(8)\quad \underline{F}_{k,l} = \underline{F}^*_{-k,-l}\,,\ \underline{F}_{-k,-l} = \underline{F}^*_{k,l}\,;\quad \underline{G}_{k,l} = \underline{G}^*_{-k,-l}\,,\quad G_{-k,-l} = \underline{G}^*_{k,l}$$

and on the other hand

$$(9)\quad \begin{cases} \mathcal{R}e\,[\underline{F}^*_{k,l}\,\underline{G}^*_{k,l}\,e^{-j2(k\omega_1+l\omega_2)t}] = \mathcal{R}e\,[\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}], \\ \mathcal{I}m[\underline{F}^*_{k,l}\,\underline{G}^*_{k,l}\,e^{-j2(k\omega_1+l\omega_2)t}] = -\mathcal{I}m\,[F_{k,l}\,G_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}] \end{cases}$$

and relation (3_2), so that :

$$(10)\quad \begin{aligned} &\sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \psi(-k,-l)\,\mathcal{R}e\,[\underline{F}_{-k,-l}\,\underline{G}_{-k,-l}\,e^{-j2(k\omega_1+l\omega_2)t}] = \\ &= -\sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \psi(k,l)\,\mathcal{R}e\,[\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}]. \end{aligned}$$

Consequently

$$(11)\quad C = 0.$$

3. It can be shown, in a similar way, that

$$(12)\quad D = 0$$

and by taking account of (5) the following expressions are obtained :

$$(13)\qquad \begin{cases} \sum\limits_{k=-\infty}^{\infty}\sum\limits_{l=-\infty}^{\infty} \psi(k,l)\,\mathcal{R}e\,[\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}] = 0, \\ \sum\limits_{k=-\infty}^{\infty}\sum\limits_{l=-\infty}^{\infty} \varphi(k,l)\,\mathcal{I}m\,[\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}] = 0. \end{cases}$$

By enclosing relations (4) to the above, the following remarkable relations can be obtained:

$$(14)\qquad \begin{cases} \sum\limits_{k=-\infty}^{\infty}\sum\limits_{l=-\infty}^{\infty} \psi(k\,l)\,\{\mathcal{R}e\,(\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}^{*}_{k,l}) \pm \mathcal{R}e\,[\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}]\} = 0, \\ \sum\limits_{k=-\infty}^{\infty}\sum\limits_{l=-\infty}^{\infty} \varphi(k,l)\{\mathcal{I}m\,(F_{k,l}\,\underline{G}^{*}_{k,l}) \pm \mathcal{I}m\,[\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}]\} = 0. \end{cases}$$

In the particular case when $\psi(k,l) = k$, relation (14_1) become:

$$(15)\qquad \sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{l=-\infty}^{\infty} k\,\{\mathcal{R}e\,(\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}^{*}_{k,l}) \pm \mathcal{R}e\,[\underline{F}_{k,l}\,\underline{G}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}]\} = 0,$$

which represent relation (26) derived in [4]. This relation enabled to establish, in the above mentioned paper, relations of the Manley - Rowe type for the instantaneous active power so that it is reasonable that general expressions (14) be called *generalized primitive Manley - Rowe relations for active and reactive power*, respectively. For similar reasons relations (13) should be called *generalized primitive Manley - Rowe relations for fluctuating active and reactive power*, respectively.

4. If we consider that $f(t)$ represents the voltage at the terminals of an one-port and $i(t)$ the current, with:

$$(16)\qquad u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{l=-\infty}^{\infty} \underline{U}_{k,l}\,e^{j(k\omega_1+l\omega_2)t}, \qquad i(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{l=-\infty}^{\infty} \underline{I}_{k,l}\,e^{j(k\omega_1+l\omega_2)t},$$

and introducing the notations:

$$(17)\qquad \begin{cases} \mathcal{R}e\,(\underline{U}_{k,l}\,\underline{I}^{*}_{k,l}) \pm \mathcal{R}e\,[\underline{U}_{k,l}\,\underline{I}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}] = p_{k,l}, \\ \mathcal{I}m\,(\underline{U}_{k,l}\,\underline{I}^{*}_{k,l}) \pm \mathcal{I}m\,[\underline{U}_{k,l}\,\underline{I}^{*}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}] = q_{k,l}, \end{cases}$$

where $p_{k,l}$ represents the instantaneous active power and $q_{k,l}$ — the instantaneous reactive power [3] exchanged between the harmonics of order k and l, also using the notations:

$$(18)\qquad \mathcal{R}e\,[\underline{U}_{k,l}\,\underline{I}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}] = p_{2k,l}, \qquad \mathcal{I}m\,[\underline{U}_{k,l}\,\underline{I}_{k,l}\,e^{j2(k\omega_1+l\omega_2)t}] = q_{2k,l},$$

with $p_{2k,l}$ — the fluctuating active power and $q_{2k,l}$ — the fluctuating reactive power [3] exchanged between the harmonics of order k and l, relations (15) and (13) lead to

$$(19)\qquad \sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{l=-\infty}^{\infty} \psi(k,l)\,p_{k,l} = 0, \qquad \sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{l=-\infty}^{\infty} \varphi(k,l)\,q_{k,l} = 0,$$

and

$$(20) \qquad \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \psi(k,l) p_{2k,l} = 0, \qquad \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \varphi(k,l) q_{2k,l} = 0,$$

respectively.

Relations (19) and (20) can be turned into account by using them in the investigation of parametric circuits.

Received, December 1, 1978

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics,
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Rosman H., *Energy Relations in Parametric Circuits.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXII (XXVI)**, *3 — 4*, s. III, 7—10 (1976).
2. Tolstov G. P., *Serii Fourier*, (transl. from Russian). Ed. Tehn., Buc., 1955, Ch. VII.
3. Nedelcu V. N., *Die einheitliche Leistungstheorie der unsymmetrischen und mehrwelligen Mehrphasensysteme.* ETZ-A, 84, *5*, 153 — 157 (1963).
4. Rosman H., *Manley-Rowe Beziehungen betreffs die Augenblickswirkleistung.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XIX (XXIII), *3—4*, s. III, 9—16 (1973).

RELAŢII ENERGETICE ÎN CIRCUITE PARAMETRICE (II)

(Rezumat)

Se demonstrează că orice pereche de funcţii scalare sau vectoriale, dublu-periodice în raport cu aceeaşi variabilă independentă şi de aceleaşi perioade, satisface relaţii de tip Manley—Rowe primitive generalizate relative la puterea activă şi reactivă instantanee (14) precum şi relaţii de tip Manley — Rowe primitive generalizate relative la puterea activă şi reactivă fluctuantă (13). În aceste relaţii $\varphi(k, l)$ este o funcţie pară iar $\psi(k, l)$ o funcţie impară în raport cu k, l.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.392.5

FOLOSIREA CUADRIPOLILOR DE TIP LATICE LA SINTEZA OPERATORILOR DE CALCUL COMPUȘI

DE

NINA POEATĂ

1. Introducere

Se știe că o funcție de transfer (raport de tensiuni) fizic realizabilă este de forma:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{A_n(s)}{B_m(s)}, \tag{1}$$

în care $A_n(s)$ și $B_m(s)$ sînt polinoame de variabilă complexă, cel de la numitor fiind de tip H u r w i t z, adică toți coeficienții polinomului $B_m(s)$ sînt reali pozitivi, rădăcinile fiind conținute în afara semiplanului drept, de variabilă complexă.

Pe de altă parte, funcția de transfer a operatorului de calcul compus, a cărui schemă principială se reprezintă în fig. 1, este:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Y_1 - Y_3}{-Y_2}. \tag{2}$$

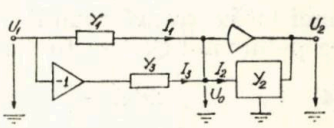


Fig. 1

În membrul drept al expresiei (2) figurează admitanțele pasive din schema operatorului compus (fig. 1) și anume: Y_1 — admitanța intrării directe a amplificatorului operațional, Y_2 — admitanța de transfer a cuadripolului echivalent din circuitul de reacție al amplificatorului operațional, Y_3 — admitanța intrării inversoare a amplificatorului operațional.

Se observă că realizarea printr-un operator de calcul compus a unei funcții de transfer date poate fi obținută printr-o schemă de tipul celei din fig. 1, dacă după egalarea membrilor drepți ai expresiilor (1) și (2) se pot găsi structuri fizic realizabile pentru rețeaua pasivă a operatorului de calcul compus. Operatorii de calcul elementari folosiți curent în schemele de calcul analogice realizează cele mai simple funcții de transfer. Astfel, în absența intrării inversoare, dacă în circuitul de intrare și reacție se introduc simple rezistențe, se realizează funcția de transfer constantă (multiplicatorul cu constantă), iar dacă se înlocuiește rezistența din reacție cu o capacitate

pură se obține cunoscuta schemă a integratorului care realizează funcția de transfer de forma :

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{K}{s}. \tag{3}$$

2. Aducerea expresiei funcției de transfer date, la o formă realizabilă prin operator de calcul compus

Funcția de transfer (1) este de următoarea formă generală

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\sum_{i=1}^{m} a_i s^i}{\sum_{i=1}^{m} b_i s^i}, \tag{3}$$

în care

$$b_i > 0.$$

Orice coeficient a_i poate fi pozitiv, negativ sau nul, deci gradul polinomului de la numărător este mai mic, cel mult egal cu gradul celui de la numitor.

Deoarece admitanțele din (2) trebuie să fie de forma fracțiilor raționale se va alege un polinom suplimentar $Q(s)$ prin care se vor diviza polinoamele din (3). Pentru ca descompunerea în fracții simple să conducă la expresii realizabile prin intermediul elementelor pasive RC este necesar ca polinomul de variabilă complexă $Q(s)$ să aibă toate rădăcinile reale, negative, diferite. În plus dacă se mai urmărește ca $-Y_2$ să fie realizabilă prin intermediul unei latice transformabile într-un cuadripol cu masă comună este necesar ca polinomul $Q(s)$ să fie de grad $m-1$. Deci se va alege $Q(s)$ de forma :

$$Q(s) = (s + s_1)(s + s_2) \dots (s + s_j) \dots (s + s_{m-1}), \tag{4}$$

cu o gamă foarte largă de posibilități de alegere a realilor s_j. Introducînd în (3) se obține :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\sum_{i=1}^{m} a_i}{\prod_{j=1}^{m-1} (s + s_j)} \Bigg/ \frac{\sum_{i=1}^{m} b_i}{\prod_{j=1}^{n-1} (s + s_j)}. \tag{5}$$

Oricare din fracțiile raționale din (5) poate fi descompusă într-o sumă de fracții simple de forma :

$$F(s) = K_1 + K_2 s + \sum_{j=1}^{m-1} A_j \frac{s}{s + s_j}, \tag{6}$$

în care constantele A_j sînt reale, negative sau pozitive. Fiecare termen din (6) este realizabil ca admitanță de dipol elementar și anume : K_1 este admitanța dipolului pur activ de rezistență $1/K_1$, $K_2 s$ este admitanța dipolului pur reactiv realizat cu o capacitate de valoare K_2. De asemenea, orice termen de sub semnul sumă este realizabil ca admitanță a unui dipol serie RC, capacitatea și rezistența avînd următoarele valori :

$$C_j = \frac{A_j}{s_j} \quad \text{și} \quad R_j = \frac{1}{s_j}. \tag{7}$$

Deci după descompunerea în fracții simple a numărătorului expresiei (5) suma termenilor pozitivi va reprezenta admitanța Y_1, iar a celor negativi admitanța Y_3. În schimb pentru sinteza schemei pasive din circuitul de reacție se propune folosirea unei latice care va fi sigur reductibilă la o schemă de cuadripol în T deoarece numărătorul fracției raționale de la numitorul expresiei (5) este un polinom de tip Hurwitz.

3. Folosirea cuadripolilor de tip latice în sinteza rețelei pasive din circuitul de reacție al operatorului compus

Schema generală a laticei este redată în fig. 2 *a*. Deoarece admitanțele din ramurile orizontale sînt egale între ele, ca și cele din ramurile încrucișate, se folosește în mod curent schema simplificată a laticei din fig. 2 *b*. În fig. 2 s-au folosit pentru curenți și tensiuni aceleași notații ca și în circuitul de reacție al operatorului compus (fig. 1). Admitanța de transfer a unui cuadripol pasiv este prin definiție (fig. 3):

$$Y_2 = \left.\frac{-I_2}{U_2}\right|_{U_0=0}. \tag{8}$$

Pentru laticea considerată (8) este de forma :

$$Y_2 = \frac{Y_b - Y_a}{2}. \tag{9}$$

Rezultă că după descompunerea în fracții simple a numitorului expresiei (5), din egalarea sumei termenilor pozitivi cu $Y_a/2$ și a sumei celor negativi cu $-Y_b/2$ se obțin schemele RC ale dipolilor din ramurile laticei (fig. 2). Urmează transfigurarea acesteia în cuadripol cu masă comună, de tip T.

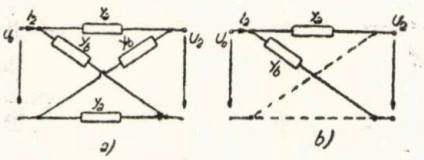


Fig. 2

4. Scheme echivalente în T ale laticelor

Unele scheme de tip latice sintetizate astfel încît să fie satisfăcută condiția realizabilității admitanței de transfer cu intrarea scurtcircuitată, pot fi înlocuite cu cuadripoli echivalenți în T. În fig. 3... 6 sînt sintetizate rezultatele obținute.

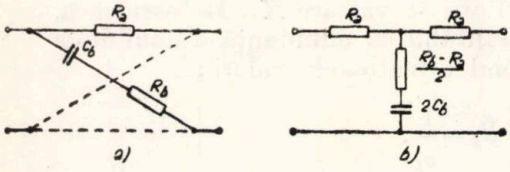


Fig. 3

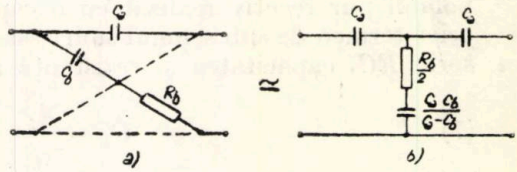


Fig. 4

Laticea din fig. 3 *a* este direct transformabilă în cuadripolul T din fig. 3 *b* dacă în schema dată a laticei $R_b \geq R_a$. De asemenea laticei din fig. 4 *a* îi corespunde schema echivalentă din fig. 4 *b*, realizabilă numai dacă în schema dată $C_a \geq C_b$.

Laticea din fig. 5 *a* poate fi transfigurată în cuadripol T în următoarele cazuri:

a) Pentru $R_a \geq R_b$, se obține schema echivalentă din fig. 5 *b*.

b) Pentru $C_a \leq C_b$, se obține schema echivalentă din fig. 5 *c*.

Dacă nici una din condiții nu este satisfăcută atunci impedanțele din ramurile încrucișate se pot înlocui cu cîte două ramuri conectate în paralel obținîndu-se schema din fig. 6 *a*. Alegerea multiplicatorului a (real, supraunitar) se face fie din condiția

$$\frac{R_a}{R_b} \leq a \leq \frac{C_b}{C_b - C_a}, \tag{10}$$

fie din condiția:

$$\frac{C_a}{C_b} \leq a \leq \frac{R_a}{R_a - R_b}. \tag{11}$$

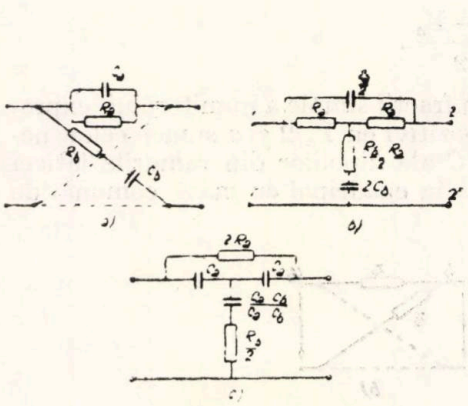


Fig. 5

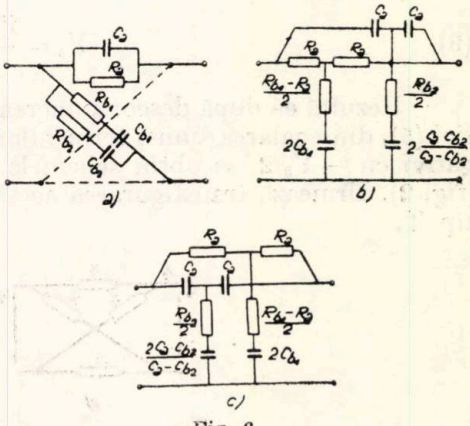


Fig. 6

Pentru a ales astfel încît să satisfacă condiţia (10) se obţine schema echivalentă din fig. 6 *b* iar dacă a satisface condiţia (11) schema echivalentă este cea din fig. 6 *c*.

Deoarece elementele pasive ale laticelor realizează admitanţe ale căror expresii analitice (6) conţin realii s_j care se aleg arbitrar, rezultă că prin alegerea convenabilă a acestora există întotdeauna posibilitatea de a se asigura realizarea condiţiilor mai sus amintite.

5. Concluzii

Se indică posibilitatea folosirii laticelor la sinteza schemei pasive din circuitul de reacţie al amplificatorului operaţional din schema operatorului de calcul compus (fig. 1). Realizarea efectivă a schemei obţinută în final este condiţionată în mod esenţial de calităţile amplificatorului operaţional.

Datorită unei game foarte largi de valori posibile ce se pot atribui realilor s_j numărul schemelor teoretic realizabile este extrem de mare. Se pot impune restricţii suplimentare în scopul creşterii stabilităţii schemelor sintetizate.

Deşi numărul de elemente pasive este redundant, procedeul propus oferă avantajul sintezei prin operator de calcul compus a oricărei funcţii de transfer fizic realizabilă.

Primită la 25 mai 1978

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electronică şi calculatoare

BIBLIOGRAFIE

1. Poeată N., *O schemă nouă de operator compus pentru realizarea funcţiei de transfer de ordin doi—doi, de tipul trece—tot.* Autom. şi Electron., **14**, 6 (1970).
2. Antoniou A., *Novel RC-Active-Network Synthesis Using Generalised — Immittance Converters.* IEE Trans. on Circuit Theory, **CT - 17**, 2 (1970).
3. Guillet J. P., *Réseaux actifs filtrées.* Masson et Cie, Paris, 1972.

L'UTILISATION DES LATICES DANS LA SYNTHÈSE DES OPÉRATEURS DE CALCUL COMPOSÉS

(Résumé)

On montre la possibilité d'employer les latices pour établir le réseau de contre-réaction dans le schéma d'un opérateur de calcul composé, synthétisé avec le but de réaliser une fonction de transfert donnée.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 531.558.25

SYMMETRICAL HARMONIC OSCILLATIONS IN THE FERRORESONANT PARALLEL CIRCUIT

BY

SAVEL MITREA

1. Introduction.

The steady-state behaviour of parallel *RLC* circuit, with nonlinear inductance, supplied by a sine-current source, is described by the D u f f i n g's equation. In the real circuit the nonlinear reactor has to be considered as series connected with the coil resistance (Fig. 1) and the D u f f i n g's equation does not apply any more. The solving of D u f f i n g's equation requires that the behaviour of circuit be almost linear. In this paper the circuit behaviour is considered as strictly nonlinear and the investigation is carried out by using a piece-wise linear method.

2. Steady-State Equations

The magnetic characteristic is shown in Fig. 2 where : Φ — flux linkage, i — current and L — the slope of characteristic in the saturated state.

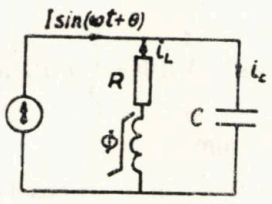


Fig. 1

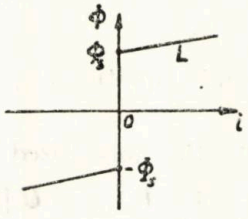


Fig. 2

In order to write the equations that describe symmetrical harmonic steady-state oscillations we resort to the waveform of output signal, the voltage u_c' across the capacitor C. The input signal is $i = I \sin(\omega t + \theta)$ but it is convenient to take as input the voltage $u' = \frac{1}{C}\int i\,dt = -\frac{I}{C\omega}\cos(\omega t + \theta)$. Both signals, normalized with respect to the voltage $\omega\Phi_s$, are shown in Fig. 3.

At $\tau = 0$ the initial conditions are U'_{c0} and Φ_s. From this instant on the flux linkage Φ decreases until the value $-\Phi_s$ is reached. All this time the current i is zero. The circuit is described over this interval by the following equations:

$$(1) \qquad i_c = I \sin(\omega t + \theta), \quad u'_c = -\frac{d\Phi}{dt},$$

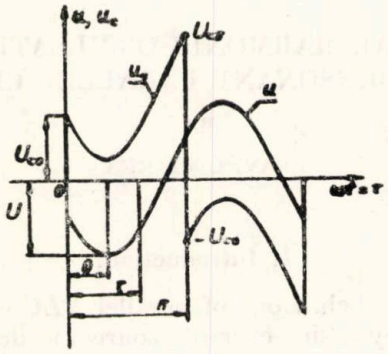


Fig. 3

where

$$(2) \qquad u'_c = U'_{c0} + \frac{1}{C}\int_0^t i_c \, dt = U'_{c0} - \frac{I}{C\omega}[\cos(\omega t + \theta) - \cos\theta].$$

Dividing by $\omega\Phi_s$ both members of relation (2) and introducing the adimensional variable $\tau = \omega t$ we get

$$(3) \qquad u_c = U_{c0} - U\,[\cos(\tau + \theta) - \cos\theta],$$

twhere: $u_c = u'_c/\omega\Phi_s$, $U_{c0} = U'_{c0}/\omega\Phi_s$, $U = I/\omega^2 C\Phi_s$ are normalized voltages.

We integrate equation (1_2) as follows, $-\int_{\Phi_s}^{\Phi} d\Phi = \int_0^t u'_c dt$, and get, after dividing by Φ_s, the normalized flux linkage

$$(4) \qquad \Phi_n = 1 - U_{c0}\,\tau + U\,[\sin(\tau + \theta) - \sin\theta - \tau\cos\theta].$$

When $\Phi = -\Phi_s$, i. e. $\Phi_n = -1$, the zero-current interval ends and he voltage across capacitor will be U_{c1}. In order to simplify calculations it is assumed that parameters R, L, C are such that the subsequent conducting interval is much shorter than the period of steady-state oscillation and the current source can be ignored. The circuit is described over the conducting interval by the differential equation

$$(5) \qquad \frac{d^2u_c}{dt^2} + \frac{R}{L}\cdot\frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{LC} = 0.$$

By solving Eq. (5), under the assumption that its solution is underdamped, we obtain

$$(6)\qquad \begin{cases} u_c = \dfrac{U_{c1}\,e^{-bt}}{\Omega\sqrt{LC}}\sin(\Omega t+\gamma), \\ i_c = \dfrac{du_c}{dt} = -\dfrac{U_{c1}}{\Omega L}\,e^{-bt}\sin\Omega t, \end{cases}$$

where: $b = R/2L$, $\Omega = \sqrt{1/LC-(R/2L)^2}$, $\gamma = \tan^{-1}(\Omega/b)$.

Relation (6_2) shows that the conducting interval ends at $\Omega t = \pi$, therefore the voltage across capacitor becomes

$$(7)\qquad U_{c2} = -U_{c1}\,e^{-\delta/2},$$

where $\delta = 2\pi b/\Omega$ represents the logarithmic decrement of underdamped oscillation and U_{c1} is given by relation (3).

If the duration of conducting interval is ignored the steady-state harmonic symmetrical oscillation is obtained for $\tau = \pi$, $\Phi_n = -1$ and $U_{c2} = -U_{c0}$. Taking into account these fixed quantities, relations (4) and (7) give the following equations:

$$(8)\qquad U(2\sin\theta+\pi\cos\theta)+\pi U_{c0}=2, \qquad 2U\,e^{-\delta/2}\cos\theta+(e^{-\delta/2}-1)U_{c0}=0.$$

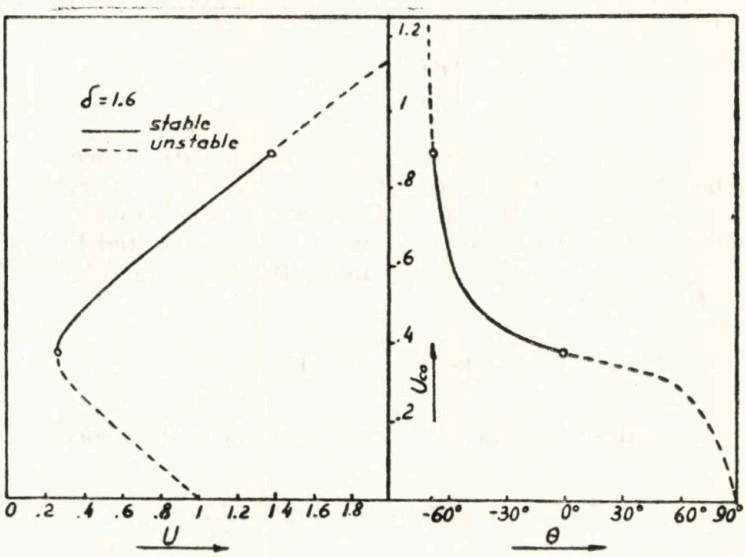


Fig. 4

The initial phase θ takes values as parameter and linear Eqs. (8) can be solved for the unknowns U and U_{c0}. The waveform of output signal is now completely determined by relation (3) and can be resolved into harmonics if necessary. Its mean or r.m.s. value can also be computed. Fig. 4 shows the dependence between U, U_{c0} and θ for a circuit having $\delta = 1.6$.

3. The Validity of Computed Waveform

It is apparent from Fig. 3 and relation (3) that the output signal u_c becomes negative over a portion of halfperiod if output signal amplitude U increases beyond a certain limit. From the instant the output signal becomes negative the flux linkage Φ will increase. If Φ reaches the value Φ_s another conducting interval occurs for $0 < \tau < \pi$. The waveform of output signal changes and Eqs. (8) do not apply any more. If we wish to investigate the circuit behaviour for large input signal amplitude we have to write equations for the new waveform.

In order to check for the validity of waveform shown in Fig. 3 relation (4) is used. If for given U, U_{c0}, θ the normalized flux linkage fulfils the condition $-1 < \Phi_n < 1$ for any $0 < \tau < \pi$ the waveform is valid. The limit values for the circuit having $\delta = 1.6$ are the following:

$$U \leqslant 3, \quad U_{c0} \leqslant 1.52, \quad \theta \leqslant -72°.$$

4. Stability

The piece-wise linear method used in the paper allows the determination of stability in a simple manner. The steady-state oscillation is stable if a small perturbation does not cause a great departure from the equilibrium state described by Eqs. (8). Stability is ensured if the following condition is fulfilled:

$$\left|\frac{dU_{c2}}{dU_{c0}}\right| < 1. \tag{9}$$

We assume that an infinitesimal perturbation dU_{c0} occurs at $\tau = 0$. The perturbation will cause the conducting interval τ to vary by $d\tau$, the voltages U_{c1} and U_{c2}, by dU_{c1} and dU_{c2} respectively. Obviously the input signal amplitude U and the initial phase θ are not affected by the perturbation dU_{c0}. By setting $\Phi_n = -1$ and differentiating relation (4) with respect to U_{c0} we get

$$\{U_{c0} + U\,[\cos\theta - \cos(\tau + \theta)]\}\,\frac{d\tau}{dU_{c0}} = -\tau. \tag{10}$$

By taking account of (3) and differentiating (7) with respect to U_{c0} we obtain

$$\frac{dU_{c2}}{dU_{c0}} = 1 + U\sin(\tau + \theta)\,\frac{d\tau}{dU_{c0}}. \tag{11}$$

We solve for U and U_{c0} from Eqs. (8), substitute their expressions into (10) and (11) and set $\tau = \pi$. Finally we get

$$\frac{dU_{c2}}{dU_{c0}} = 1 - \frac{\pi}{2}(e^{-\delta/2} - 1)\,\mathrm{tg}\,\theta. \tag{12}$$

Taking into account condition (9) we get the limits for stability

$$\tan^{-1}\left[\frac{4}{\pi(e^{-\delta/2}-1)}\right] < \theta < 0. \tag{13}$$

For the computed characteristics shown in Fig. 4 the limits for stability are $-66^\circ\ 40' < \theta < 0$. The stable portion is shown with solid line.

5. Conclusions

The strictly nonlinear behaviour of ferroresonant parallel circuit is in a simple manner described by aid of a piece-wise linear method. The stability of oscillation becomes a very simple problem as a consequence of the utilisation of this method.

Received, December 1, 1978

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics and Electrical Measurements and Machines

OSCILAȚII ARMONICE SIMETRICE ÎN CIRCUITUL FEROREZONANT PARALEL

(Rezumat)

Circuitul *RLC* paralel ideal cu inductanță neliniară, excitat cu un curent sinusoidal, este descris de o ecuație de tip D u f f i n g. În circuitul real rezistența bobinei neliniare este conectată în serie cu inductanța acesteia, deci ecuația D u f f i n g nu mai poate fi utilizată. Se consideră o comportare strict neliniară a circuitului și se aplică o metodă de liniarizare pe porțiuni pentru calcul regimului permanent cu forma de undă a semnalului de ieșire simetrică. Se calculează stabilitatea oscilațiilor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 538.551.25 ; 621.3.0148

LA STABILITÉ DES OSCILLATIONS DE RÉGIME FORCÉ, DANS LES CIRCUITS FERRORÉSONANTS AYANT UNE BOBINE NONLINÉAIRE À NOYAU MAGNÉTISÉ ORTHOGONALEMENT

PAR

ADRIAN BARABOI

1. Dans une Note antérieure [7], en utilisant pour l'approximation analytique des caractéristiques d'une bobine nonlinéaire à noyau magnétisé orthogonalement (BNNMO) la fonction

$$\theta(\psi) = b_{10}\psi + b_{30}\psi^3 + b_{12}\psi_c^2\psi, \tag{1}$$

où :

$$\theta = Ni_{ex}, \tag{2}$$

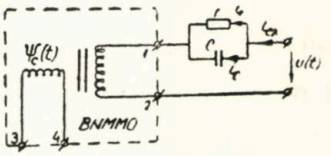


Fig. 1

où N représente le nombre de spires de l'enroulement d'excitation *1-2* (fig. 1), i_{ex}—le courant qui circule par cet enroulement-ci, ψ—le flux magnétique d'excitation produit par la force magnétomotrice (2), ψ_c—le flux magnétique de commande, b_{10}, b_{30}, b_{12}—des constantes positives, avec les conditions :

$$u(t) = U_m \cos \omega t, \quad \psi_c(t) = \psi_{cm} \cos (\Omega t + \varphi), \tag{3}$$

on obtient pour l'équation différentielle qui décrit le fonctionnement du circuit ferrorésonant ayant une BNNMO, représenté graphiquement dans la fig. 1, l'expression :

$$\frac{d^2z}{d\tau^2} + 2\alpha\frac{dz}{d\tau} + \beta[1 + 2\delta \cos 2(\eta\tau + \varphi)]z + \varepsilon z^3 = k\cos(\tau + \varphi_u), \tag{4}$$

où :

$$\left\{\begin{array}{l} z = \dfrac{\psi}{\psi_0}, \quad \tau = \omega t, \quad 2\alpha = \dfrac{1}{rC\omega}, \quad \delta\beta = \dfrac{0{,}25 b_{12}\psi_{cm}^2}{\omega^2 NC}, \quad \omega_R^2 = \dfrac{b_{10}}{NC}, \\ \beta = \dfrac{\omega_R^2}{\omega^2} + 2\delta\beta, \quad \eta = \dfrac{\Omega}{\omega}, \quad \varepsilon = \dfrac{b_{30}\psi_0^2}{\omega^2 NC}, \quad k = \dfrac{U_m\sqrt{1 + \omega^2 r^2 C^2}}{\psi_0 \omega^2 rC}, \\ \operatorname{tg}\varphi_u = \omega rC, \end{array}\right. \tag{5}$$

ψ_0 représentant une valeur de répère du flux magnétique ψ.

Si le circuit se trouve à la résonance fondamentale ou harmonique :

$$\beta \approx n^2, \quad n \geq 1, \tag{6}$$

l'équation différentielle (4) admet des solutions de régime forcé ayant la forme :

$$z_n(\tau) = A_n \cos(n\tau + \gamma_n), \tag{7}$$

les amplitudes normées A_n et les phases initiales γ_n, de la fondamentale ($n=1$), respectivement des harmoniques ($n > 1$), représentant des fonctions des paramètres de l'équation (4).

Si les valeurs du paramètre η respectent la condition*) :

$$2\eta < 1, \tag{8}$$

on peut montrer que la génération, à la résonance, des oscillations harmoniques de régime forcé ayant l'expression (7), se produit grâce à la non-linéarité des caractéristiques de la BNNMO, l'ordre n prenant seulement des valeurs impaires [1], [4].

2. Les solutions périodiques de régime forcé ayant la forme (7),peuvent se déterminer, avec les hypothèses (6), (8), si l'on applique à l'équation différentielle (4), la méthode de la convolution complexe [1], [2], compte tenu, en même temps, des résultats obtenues dans [7].

Si l'on considère le circuit conservatif ($\alpha = 0$), après deux pas du procédé itératif de la méthode de la convolution complexe, les amplitudes A_n et les phases initiales γ_n seront approximativement données par les systèmes d' équations :

$$A_n^3 + g_n A_n \pm g_{n0} = 0, \quad \gamma_n = \pm \frac{\pi}{2}, \quad (n = 1, 3, 5, \ldots), \tag{9}$$

où :

$$g_n = \frac{1}{0{,}75\,\varepsilon}\left\{\beta - n^2 - \frac{2(\delta\beta)^2(\beta - n^2 - 4\eta^2)}{[\beta - (n+2\eta)^2][\beta - (n-2\eta)^2]}\right\}, \tag{10}$$

$$(n = 1, 3, 5, \ldots)$$

et

$$g_{n0} = \begin{cases} \dfrac{k}{0{,}75\,\varepsilon}, & \text{pour } n = 1, \\ \dfrac{0{,}25\,\varepsilon k^3}{8^3}, & \text{pour } n = 3, \\ \dfrac{0{,}19\,\varepsilon^2 k^5}{24^5}, & \text{pour } n = 5 \text{ etc.} \end{cases} \tag{11}$$

Les équations (9_1) fournissent des informations concernant la stabilité de la fondamentale et des harmoniques du signal de sortie en régime forcé, quand le circuit ferrorésonant ayant une BNNMO (fig. 1) fonctionne en satisfaisant les hypothèses (6).

Les contours des domaines d'instabilité dans le système de coordonnées $|A_n|\,OP$, où P représente le paramètre considéré variable (par exemple β, η, k etc.), sont donnés par les courbes ayant les équations (9_1) pour $g_{n0} = 0$ et par le lieu géométrique des points où les courbes $|A_n| = f(P)$ admettent

*) Si l'hypothèse (8) n'est pas respectée, dans le circuit représenté graphiquement dans la fig. 1 peuvent se mettre en évidence, à la résonance, des harmoniques de régime forcé du signal d'excitation ayant n'importe quel ordre, n.

des tangentes verticales [3]. Le passage d'un domaine stable à l'autre se produit en traversant un domaine d'instabilité, la variation continue du paramètre P ayant ainsi comme effet la variation d'une manière discontinue elle des amplitudes normées $|A_n|$.

Dans [5] et [6] on a étudié le fonctionnement, en régime forcé, des circuits ferrorésonants ayant une BNNMO, mettant en évidence les phénomènes de saut de l'amplitude normée A_1, dues à la variation de l'amplitude du signal de commande, respectivement des fréquences.

3. Il est possible à obtenir une estimation synthétique de la stabilité des oscillations de régime forcé ayant la forme (7), les hypothèses (6), (8), en étant satisfaites, par la détermination analytique des contours des domaines de stabilité dans le système de coordonnées $mO\beta$, où avec m on a noté le produit $\delta\beta$. Dans ce but, on cherche l'expression analytique du lieu géométrique des points où les courbes $|A_n| = f(\beta)$ admettent des tangentes verticales, à l'aide des équations (9_1) et de la condition :

$$\frac{dA_n}{d\beta} = \infty ; \tag{12}$$

on obtient le système :

$$3A_n^2 + g_n = 0, \ \beta = (n + 2\eta)^2, \ (n = 1, 3, 5, \ldots). \tag{13}$$

L'élimination des amplitudes A_n entre les relations (9_1) et (13_1) fournit l'équation :

$$g_n = -3\sqrt[3]{\frac{g_{n0}^2}{4}}, \tag{14}$$

qui devient finalement, compte tenu des expressions (10), (11), de la fo rme

$$m = \delta\beta = \sqrt{\frac{(\beta - n^2 + 2{,}25\varepsilon\sqrt[4]{g_{n0}^2/4})\,[\beta - (n + 2\eta)^2][\beta - (n - 2\eta)^2]}{2(\beta - n^2 - 4\eta^2)}} > 0, \tag{15}$$

$$(n = 1, 3, 5, \ldots).$$

Dans la fig. 2 sont représentés sous forme graphique les diagrammes de stabilité ayant les équations (13_2), (15), où les zones hachurées marquent les domaines d'instabilité. Le point de fonctionnement, situé sur la droite ayant l'équation (5_6), passe, grâce à la variation du paramètre β, par les domaines d'instabilité des oscillations forcées.

Les diagrammes de stabilité, représentés graphiquement dans la fig. 2, permettent à retrouver des résultats obtenus antérieurement. Ainsi, la condition nécessaire qui assure l'existence des premiers deux domaines de l'instabilité, pour un circuit donné, est :

$$m = \delta\beta > 0, \text{ pour } \beta = (1 - 2\eta)^2, \tag{16}$$

qui devient, compte tenu de (5_5), (5_6), (5_7), de la forme :

$$\omega - 2\Omega > \omega_R. \tag{17}$$

Au contraire, le point de fonctionnement ne passera pas par les premiers deux domaines d'instabilite, si l'on respecte la condition :

(18) $$m = \delta\beta \leqslant 0, \text{ pour } \beta = (1 + 2\eta)^2,$$

qui devient, compte tenu de (5_5), (5_6), (5_7), de la forme :

(19) $$\omega - 2\Omega \leqslant \omega_R.$$

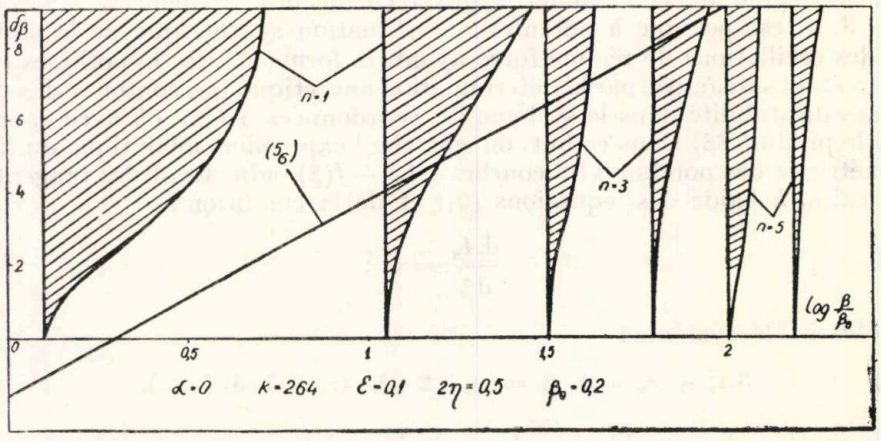


Fig. 2

Les conditions (17), (19) marquent les cas représentés graphiquement dans les fig. 4, respectivement 7 et 8 du travail [5], où λ^2 signifie, comme le paramètre m d' ailleurs, l'amplitude du signal de commande de la BNNMO.

Conclusions

1. On étudie la stabilité des oscillations de régime forcé dans les circuits ferrorésonants ayant une BNNMO, en, retrouvant par cette voie, des résultats obtenus antérieurement.

2. A l'aide des diagrammes de stabilité, determinés analytiquement dans le système de coordonnées $mO\beta$, on met en évidence, dans les circuits étudiés, la possibilité de l'apparition de la ferrorésonance double, pour la fondamentale et pour chaque harmonique impaire du signal d'excitation, si ces circuits fonctionnent dans les hypothèses (6), (8).

3. Les résultats théoriques obtenues peuvent être appliqués à la réalisation des nouveaux dispositifs nonlinéaires.

Reçue le 30 octobre 1978

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Electroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare și parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1973.
2. Stănciulescu Fl., *Analiza și simularea sistemelor neliniare.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1974.

3. Dincă F., Teodosiu C., *Vibraţii neliniare şi aleatoare.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1969.
4. Hayashi Ch., *Nonlinear Oscillations in Physical Systems.* Mc. Graw-Hill Book Comp., New-York — San Francisco — Toronto — London, 1964.
5. Baraboi A., *Discontinuités de l'amplitude du signal de sortie, en régime forcé, des circuits ferrorésonants ayant une bobine nonlinéaire à noyau magnétisé orthogonalement, dues à la variation de l'amplitude du signal de commande.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXIII (XXVII), *1—2*, s. III, 27 (1977).
6. Baraboi A., *Discontinuités de l'amplitude du signal de sortie, en régime forcé, dues à la variation des fréquences, dans les circuits ferrorésonants ayant une bobine nonlinéaire à noyau magnétisé orthogonalement.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXIII (XXVII), *3—4*, s. III, 31 (1977).
7. Baraboi A., *L'utilisation de la méthode de la convolution complexe pour la détermination des solutions périodiques de régime forcé des équations différentielles nonlinéaires du second ordre, dans le cas de la résonance.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXIV (XXVIII), *3—4*, s. III, 29 (1978).

STABILITATEA OSCILAŢIILOR DE REGIM FORŢAT, ÎN CIRCUITELE FEROREZONANTE CONŢINÎND O BOBINĂ NELINIARĂ CU MIEZ MAGNETIZAT PE DIRECŢII ORTOGONALE

(Rezumat)

Se analizează stabilitatea oscilaţiilor semnalului răspuns de regim forţat în cazul circuitelor ferorezonante conţinînd o bobină neliniară avînd miezul magnetizat pe direcţii ortogonale, punîndu-se în evidenţă posibilitatea apariţiei, în anumite condiţii, a ferorezonanţei duble, atît pe fundamentală, cît şi pe armonicele de ordin impar ale semnalului excitaţie.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.392.5

MUTATORS AND GENERALIZED MUTATORS

BY

LIVIU GORAŞ

1. Introduction

The two-ports called mutators are particular cases of impedance converters or impedance inverters. The impedance converters (I.C.) and inverters (I.I.) [1] are linear two-ports characterized by the following relations between the impedance connected at the output and the impedance „seen" at the input :

$$Z_1(s) = M(s)Z_2(s), \text{ for I.C.;} \tag{1}$$

$$Z_1(s) = N(s)/Z_2(s), \text{ for I.I.,} \tag{2}$$

where $M(s)$ and $N(s)$ can be expressed in terms of the transmission parameters :

$$M(s) = A(s)/D(s), \; B(s) = C(s) = 0; \tag{3}$$

$$N(s) = B(s)/C(s), \; A(s) = D(s) = 0. \tag{4}$$

As it was defined by C h u a [2], [3] an AB mutator is a linear two-port that behaves at port *1* as a nonlinear element A when a nonlinear element B (of a different nature) is connected at port *2*, the shape of the characteristics being conserved. For example, an LR_1 mutator transforms a nonlinear resistor characterized by the relation $u = f(i)$ into a nonlinear inductor with $\Phi = f(i)$ while an LR_2 mutator transforms the same resistor into a nonlinear inductor with $i = f(\Phi)$. The elements A and B used to be nonlinear resistors, inductors, capacitors and memristors, mutators for all combinations being introduced by C h u a [3], [4].

2. Mutators

Different types of mutators and their transmission matrices are summarized in Table 1. A first observation concerning the mutators presented in Table 1 is that a certain two-port is encountered under different names depending on type of the element supposed to be connected at the output e.g. LR_1 and MC_1, CR_2 and MC_2, LR_2 and ML_2 etc.

Table 1

Impedance converters	Transmission matrix	Impedance inverters	Transmission matrix
LR_1 [2], [3] MC_1 [4]	$\begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	LR_2 [2], [3] ML_2 [4]	$\begin{bmatrix} 0 & s \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$
CR_1 [2], [3] ML_1 [4]	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix}$	CR_2 [2], [3] MC_2 [4]	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ s & 0 \end{bmatrix}$
LC_2 [2], [3]	$\begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & 1/s \end{bmatrix}$	MR_2 [4] LC_{1b} [5] *	$\begin{bmatrix} 0 & s \\ s & 0 \end{bmatrix}$
LR_3 [6] *	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1/s \end{bmatrix}$	LC_1 [2], [3] (ideal gyrator)	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$
CR_3 [6] *	$\begin{bmatrix} 1/s & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	CR_4 [6] * CR_2 [5] *	$\begin{bmatrix} 0 & 1/s \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$
LC_{2b} [7] *	$\begin{bmatrix} s^2 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	LR_4 [6] * LR_{2b} [5]	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1/s & 0 \end{bmatrix}$
LC_{2c} [7] *	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & s^2 \end{bmatrix}$	LC_{1c} [5] *	$\begin{bmatrix} 0 & 1/s \\ 1/s & 0 \end{bmatrix}$
MR_1 [4]	$\begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix}$	CR_{2d} [5] *	$\begin{bmatrix} 0 & 1/s^2 \\ 1/s & 0 \end{bmatrix}$
		LR_{2c} [5] *	$\begin{bmatrix} 0 & 1/s \\ 1/s^2 & 0 \end{bmatrix}$

There are also cases when the same mutator is called in different ways by different authors as MR_2 and LC_{1b}, LR_4 and LR_{2b} or CR_4 and CR_{2c}.

It is easy to show that the concept of mutator is used in some papers in a way different of the initial one, introduced by C h u a ; S o l i m a n [5], [7] and M u r a t a [6] call mutators some two-ports which transforms an element, A, into another element, B, only if A and B are linear. For example if the mutator LR_{2b} is loaded at port *2* with a linear resistor, a linear inductor will be obtained at port *1* while, for a nonlinear resistor $i = f(u)$ connected at the output, a special nonlinear element characterized by the relation $u = f(\mathrm{d}i/\mathrm{d}t)$ will be obtained at the input (instead of a nonlinear inductor). All these improperly named mutators have been marked with an asterisk in Table 1.

A lot of other special nonlinear elements characterized by nonlinear relations between integrals or derivatives (of different orders) of u and i can be obtained by means of these mutators. The nonlinear elements characterized by relations of the form:

$$s^k u = f(s^{k'} i) \quad \text{or} \quad s^{k'} i = g(s^k u), \tag{5}$$

where $s^k x$ means the k-th derivative of x for positive k and the k-th iterative integral of x, in the time domain, for negative k, have been called higher order elements [4] or generalized nonlinear elements [8], [9].

There are different names for mutators having the ports interchanged. Thus, the types LR_3 and CR_3 represent in fact the CR_1 and LR_1 mutators

with the ports interchanged. Also, the LR_4 and CR_4 mutators which correspond with LR_{2b} and CR_{2c} respectively, are the CR_2 and LR_2 mutators „seen" from the output.

3. Generalized Mutators

As it is obvious from Table 1 all matrices of the mutators contained there can be considered as particular cases of the following transmission matrices :

$$(6) \qquad T_{GM(C.I.)} = \begin{bmatrix} as^m & 0 \\ 0 & ds^n \end{bmatrix}, \qquad (7) \qquad T_{GM(I.I.)} = \begin{bmatrix} 0 & bs^m \\ cs^n & 0 \end{bmatrix}.$$

The two-ports described by a transmission matrix of the form (6) and (7) will be called generalized mutators. A generalized mutator (G.M.) can be either an I.C. or an I.I. In (6) and (7), a, b, c, d are scale factors. The mutators introduced by C h u a correspond to $m = 0, \pm 1$ and $n = 0, \pm 1$.

The general case of a G.M. terminated on a generalized nonlinear element (G.N.E.) of the form (5) will be now considered :

a) *G.M. (I.C.) (6) with a G.N.E of the form (5) connected at the output.* Relation (6) is equivalent with :

$$(8) \qquad u_1 = as^m u_2 ; \qquad i_1 = ds^n(-i_2),$$

or

$$(9) \qquad \begin{cases} u_2 = s^{-m} u_1/a \quad \text{for} \quad (s^k u_2)_{(0)} = 0, \ (k = 0, \dots, m-1), \\ -i_2 = s^{-n} i_1/d \quad \text{for} \quad (s^k i_2)_{(0)} = 0, \ (k = 0, \dots, n-1). \end{cases}$$

Substituting (9) into (5) and taking into consideration the fact that the sign of i must change to respect the convention adopted through (8), that is $i = -i_2$ and $u = u_2$, we have :

$$(10) \qquad s^{k-m} u_1/a = f(s^{k'-n} i_1/d), \qquad s^{k'-n} i_1/d = g(s^{k-m} u_1/a).$$

b) *G.M. (I.I.) (7) terminated on a G.N.E. of the form (5).* Relation (7) is equivalent with :

$$(11) \qquad u_1 = bs^m(-i_2), \quad i_1 = cs^n u_2,$$

or, in the same initial conditions as for (9) :

$$(12) \qquad u_2 = s^{-n} i_1/c, \quad -i_2 = s^{-m} u_1/b.$$

Substituting (12) into (5) :

$$(13) \qquad s^{k-n} i_1/c = f(s^{k'-m} u_1/b), \quad s^{k'-m} u_1/b = g(s_k^{-n} i_1/c).$$

Relations (10) and (13) represent the characteristics of the G.N.E. „seen" at the input of a G.M. loaded with a G.N.E. of the form (5) at the output.

4. Mutators with the Ports Interchanged

Now we intend to determinate in which conditions an AB mutator behaves as a BA mutator when its ports are interchanged (A and B can be G.N.E. -s).

1° A G.M. (C.I.) terminated on a G.N.E. of the form (5) presents at the input (port *1*) the characteristic (10). If we connect at port *1* of the G.M. (I.C.) an element (10) it is easy to verify that we obtain at port *2* the element (5). This means that the G.M. (I.C.) work in either direction.

2° A G.M. (I.I.) terminated on a G.N.E. of the form (5) behaves at port *1* as a G.N.E. of the form (13). If such an element is connected across port *1*, the G.N.E. obtained at port *2* will be this time :

$$(14) \qquad s^{m-n+k}u_2 = f(s^{n-m+k'}(-i_2)) \; ; \quad s^{n-m+k'}(-i_2) = g(s^{m-n+k}u_2).$$

It is obvious that the mutators that are I.I. work in either directions only for G.M.(I.I.) satisfying relation $m = n$.

5. Controlled Sources Mutator Realizations

The most straightforward method to obtain G.M. -s would make use of controlled sources. G.M. (I.C.) can be obtained with one of the circuits of Fig. 1 and G.M. (I.I.) -s with one of the circuits of Fig. 2. One can see

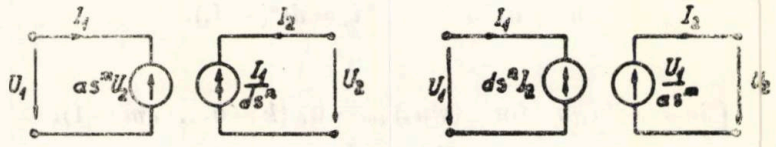


Fig. 1

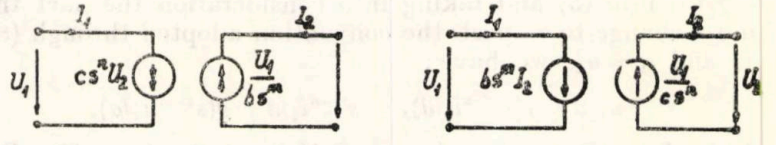


Fig. 2

that, in the general case, the sources are controlled by the m-th (n-th) derivative or iterative integral of the controlling variable.

Received, June 28, 1978

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Mitra S. K., *Analysis and Synthesis of Linear Active Networks*, John Wiley a Sons, Inc., New York, 1969.
2. Chua L. O., *Synthesis of New Nonlinear Network Elements.* Proc. IEEE, **56** (1968).
3. Chua L. O., *Introduction to Nonlinear Network Theory.* Mc Graw Hill, New York, 1969.

4. Chua L. O. *Memristor — the Missing Circuit Element.* IEEE Trans., Circuit Theory, **CT — 18** (1971).
5. Soliman A. M., *Generalized Immitance Inverters and their Realization.* Int. J. Electronics, **41**, *1* (1976).
6. Murata T., *Additional Types of Mutators and Active RC Synthesis using Mutators.* Int. J. Electronics, **42**, *1* (1977).
7. Soliman A. M., *Two New LC Mutators and their Realizations.* IEEE Trans. Circuit Theory, **CT — 19**, (1972).
8. Goraş L., *Contribuţii la studiul şi utilizarea convertoarelor şi invertoarelor de impedanţă.* Diss., Polyt. Inst., Jassy, 1978.
9. Goraş L., *On Nonlinear Circuit Synthesis using Impedance Converters and Inverters.* XXIII. Internat. Wiss. Koll., TH Ilmenau, *2*, 17—20 (1978).

MUTATOARE ŞI MUTATOARE GENERALIZATE

(Rezumat)

Se fac o serie de consideraţii în legătură cu mutatoarele, definite ca diporţi care transformă un element neliniar într-un element neliniar de altă natură, cu păstrarea formei caracteristicilor neliniare. Se definesc mutatoarele generalizate şi se studiază comportarea acestora în funcţie de natura elementelor neliniare conectate la cele două porţi.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.317.7.082.6

DIE ANALOGISCHE SIMULATION EINER NEUEN LINEARISIERUNGSMETHODE VON THERMISTORENKREISEN

VON

NONEL THIRER

1. Vorwort

Um eine lineare Antwort von den mit Thermistoren vorgesehenen Meßkreisen zu erziehlen, werden pasive [1] ... [4] oder aktive [5], [6] Korrektionsnetze genützt. Im Fall der in [1] ... [5] dargestellten Schaltbilder ist die Linearisierung nur auf kleinen Teilen (in der Umgebung eines Punktes der Kennlinie, oder zwischen zwei Punkte) genugend, und die Abweichung von der Linearität hängt vom Meßpunkt ab. Weil keine theoretische Begründung vorgesehen ist, ist die Fehlerberechnung der in [6] dargestellten Methode unmöglich; ausserdem sind in diesem Fall zwei identische Thermistoren nötig.

Weiter wird ein Linearisierungsverfahren das sich auf der Erläuterung des Rechenausdruckes des Thermistorwiderstandes stützt, vorgelegt und dann wird das Rechenschema für die Analyse der Methode mit den Analogrechner dargestellt.

2. Die Linearisierungsmethode

Die thermische Kennlinie des Thermistors ist durch der bekannten Formel:

$$R_T = A \exp\left(\frac{B}{T}\right), \quad \text{mit} \quad T = T_0 + T_a + T_h \tag{1}$$

beschrieben, laut welcher, fals die Selbsterwärmung T_a als vermeidet betrachtet wird, (ein häufig in den Meßschaltungen begegneten Zustand) ist der Widerstand des Thermistors (R_T) nur von der umgehenden Temperatur T_0 (im Fall der Meßschaltungen für Temperatur, Fäuchtigkeit und Niveau von Flüssigkeiten [1], [7]) und von der termischen Wirkung T_h des Kreises für indirekte Erwärmung, abhängig. Das ist der Fall der indirekt erwärmten

---

[1] Es werden die folgenden notationen genützt: A, B — Materialkonstanten, [Ω], bzw. [°K], η — thermischer Wirkungsgrad [%], H — Dissipationskoeffizient, [W/°K], R_h — der Widerstand der Erwärmers, [Ω], U_h, I_h — die Effektivwerte der Klemmenspannung, bzw. der Stromstärke des Erwärmers, [V], bzw. [A], T_0 — Umwelttemperatur, [°K].

Thermistoren die zum Messen oder zur Umwandlung in Frequenz [8], [9] des effektiven Wertes einer elektrischen Größe X, von welcher die gespeicherte Leistung P_h im Erwärmungskreis abhängt, genutzt werden:

$$T_h = \frac{\eta}{H} P_h \text{ mit } P_h = cX^2, \tag{2}$$

im welcher z. B.:

$$c = R_h \text{ und } X = I_h \text{ oder } \tag{3a}$$

$$c = \frac{1}{R_h} \text{ und } X = U_h. \tag{3b}$$

Mit dem prinzipiellen Schaltbild aus Abb. 1 ist die Umwandlung der Spannung:

$$U = K_R R_T \tag{4}$$

in einer mit der gemessenen Temperatur T direkt proportionalen Spannung U_1, in einer mit der im Erwärmungskreis gespeicherten Leistung P_h direkt proportionalen Spannung U_2 und in einer mit dem Effektivwert X der elektrischen Größe die die Leistung P_h erzeugt hat, direkt proportionalen Spannung U_3 (im Sinne der Gl. (2) und (3)), möglich. Zum Unterschied von den bekannten Linearisierungsmethoden kann man mit der hier vorgelegten streng lineare Eintrittsspannungen mit gleichem Vorzeichen, bei je welcher Eintrittssignalen (T, P_h, X) im ganzen Arbeitsgebiet der Thermistors der streng die Gl. (1) und (2) erfült, erziehlen.

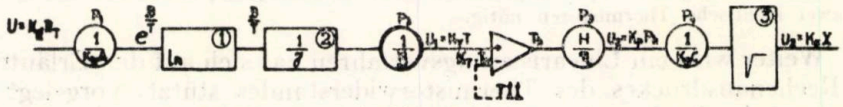


Abb. 1

Ausserdem ist mit Hilfe der Potentiometer die Zugleichung linearisierter Kennlinien von zwei oder mehreren Thermistoren, für je welche Eintrittsabweichungen, möglich.

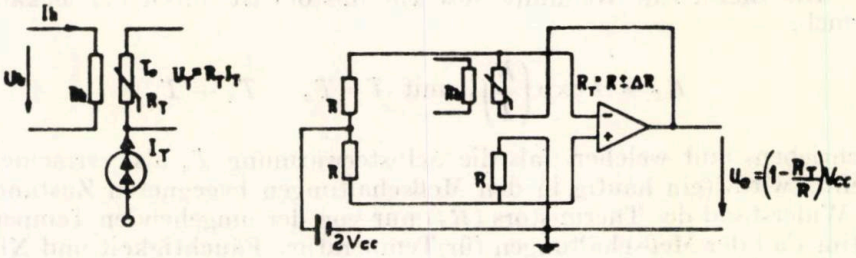


Abb. 2

Eine Spannung der Form (4) wird beim Ausgang der Meßschaltbilder mit Thermistoren die von Konstantstromgeneratoren gespeist sind (Abb. 2 *a*) (T_a vernachlässigbar), oder durch schicklicher Anpassung des Ausgangssignals einer Wheatstone's Brücke (Abb. 2 *b*) [10] erziehlt.

Das Schaltbild von Abb. 1 kann durch Benützung von gewöhnlich vorhandenen integrierten linearen und nichtlinearen Kreisen [10] ohne Schwierigkeiten zusammengestellt werden. Die von der Linearität abweichenden Ausgangssignalen des Schaltbildes sind nur auf den von den genützten integrierten Kreisen mitgebrachten Fehlern zurückzuführen, von wo die Nötigkeit einer strengen Wahl der Kreisen um die Selbstkompensierung der Fähler zu erziehlen vor hervorkommt.

3. Experimentelle Prüfung der Linearisierungsmethode mit den Analogrechner

In der Abb. 3 wird das Rechenschema zur Simulation der Methode den iterativen Analogrechner MEDA 41 TC dargestellt. Die Bezeichnung der Rechenoperatoren ist die selbe wie in [11]. Die Auswahl der Konstanten und der Maßstabfaktoren folgt aus der Berücksichtigung der vom Rechensystem auferlegten Begrenzungen. Zur Vereinfachung werden ferner die Maßstabfaktoren als einheiliche angenommen.

Die operatianelle Verstärker A_1, A_2, A_3 arbeiten in Integrierungsbetrieb ($R = 1$). Die Integrationskonstante wurde $T_i = 0{,}1$ Sec. gewählt, die vom elektronischen Komutator (W) gesteurte Integrations zeit ist $t_0 = TA = 0{,}3$ Sec. Die paare Operationelle verstärker A_4, A_5 und A_6, A_7 arbeiten in Verfolgung - Speicher Betrieb und werden von den Ausgängen der Vergleicher K_1 bzw. K_2 gesteuert. Die operationellen Verstärker A_8... A_{12} werden als Umschalter und A_{13} als ein Summator genützt. Die Multiplikationsbloks M_1 und M_2 sind zusammen mit den verbundenen Verstärker (A_8, A_9, A_{14}, bzw. A_{13}, A_{15}) für die Verwirklichung der Funktionen zum Umkehren, bzw. zum Quadrieren, nützlich.

Die Funktion Logarithm ist durch den Block 1 erzeugt. Der Ausgang vom Komparator K_1 geht durch 0 logisch in 1 logisch (+ 5 V) im Zeitpunkt in welchen :

$$\exp\left(\frac{B}{T}\right) - a \exp(bt) \leqslant 0, \tag{5}$$

also zur Zeit :

$$t_1 = \frac{1}{b} \ln \frac{\exp\left(\frac{B}{T}\right)}{a}. \tag{6}$$

Wird :

$$P_1 = -\frac{c_1}{b} \ln a \quad \text{und} \quad \frac{c_1}{b} B = 1, \tag{7}$$

unter Beachtung der Bedingung $t_1 < t_0$ gewählt, so folgt :

$$U_1 = \frac{K'_T}{T}. \tag{8}$$

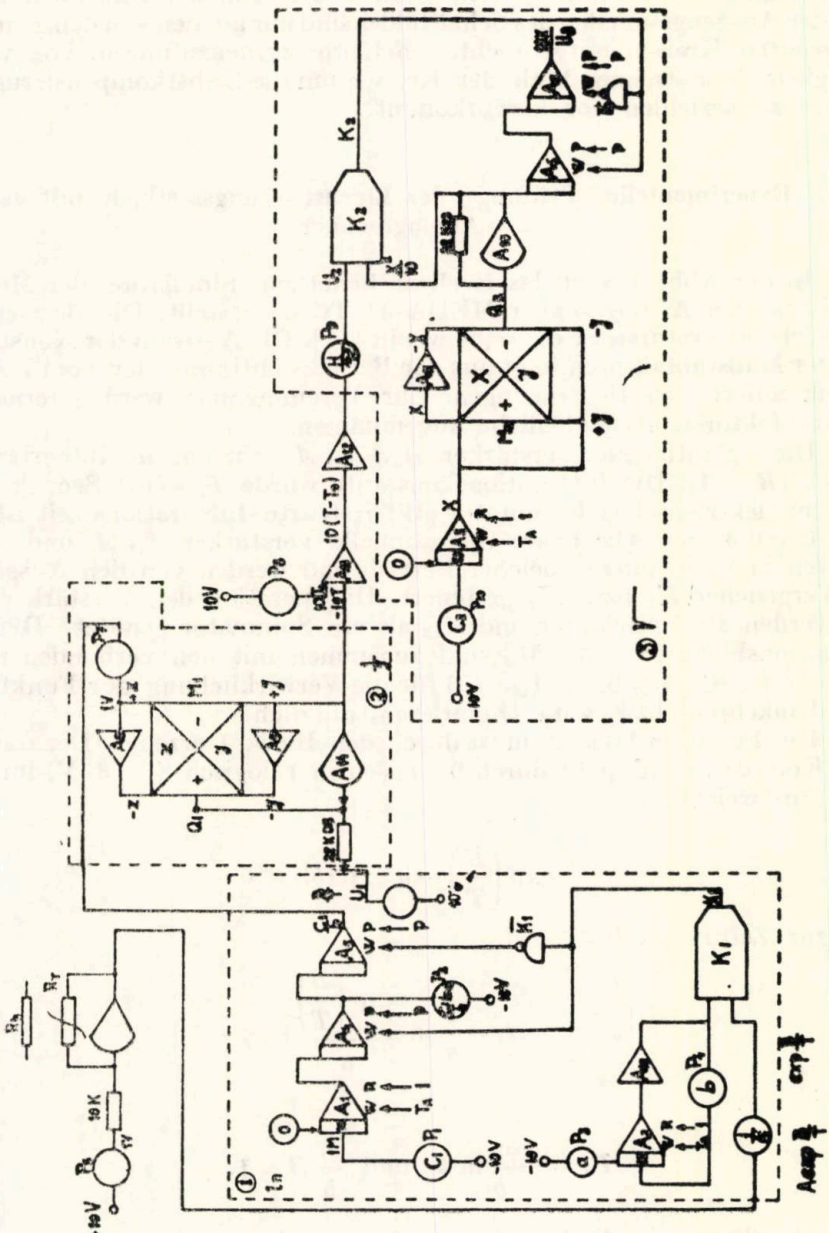


Abb. 3

Zur Schafung des Blocks zum Erziehlen des Wurzeln wird an Stelle der klassischen Methoden [10] die nicht beim Analogrechner MEDA 41 TC anwendbar sind, wird der Gebrauch des Schaltbildes aus den Block *3*, die auf der Digitalkontrolle über den Teil der Analogrechnung beruht, vorgeschlagen.

Der Ausgang des Komparators K_2 geht von 0 logisch im 1 logisch über in moment wann :

$$10H\frac{T-T_0}{\eta c}-\frac{X^2}{10}\leqslant 0,\ \text{mit}\ X=c_2t, \tag{9}$$

also im Zeitpunkt :

$$t_2=\frac{10}{c_2}\sqrt{\frac{P_h}{c}}. \tag{10}$$

Fals die evidente Bedingung :

$$t_2<t_1<t_0, \tag{11}$$

beachtet wird, bei Wählen von $c_2=1$ erfolgt :

$$U_3=K_x X. \tag{12}$$

Durch die annehmbare Answahl der analogischen Elementen des Rechners ist die teilweise Selbstkompensierung dessen Fehler gelungen.

Es wurde Thermistoren mit folgenden Werten $R_T=25\ldots 5$ KΩ, $I_h=0\ldots 10$ mA, $T_0=295\ldots 345$°K angewendet. Der Strom I_a durch den Thermistoren wurde unter 0,1 mA gehalten, damit $T_a=0$ sein soll.

4. Schlußfolgerungen

1. Die analogische Simulation hat die Genauigkeit der vorgelegten Linearisierungsmethode der Thermistoren in Vergleich zu verschiedenen gemessenen Werten bestätigt. Zum Unterschied der klassischen Linearisierungsmethoden ist in diesem Fall die Vergrößerung des Eintrittssignals von der Vergrößerung des linearisierten Ausgangssignals begleitet.

2. Bei strenger Beachtung der Gleichungen des Thermistors ist die vorgelegte Methode fehlerfrei. Die von den aktiven Elementen des Schaltbildes eingeführten Fehler werden teilweise selbstkompensiert.

3. Die hier vorgelegte Methode erweist den Vorteil der Erziehlungsmöglichkeit von strengidentischen linearen Kennlinien für zwei oder mehreren Thermistoren was in vielen Meßschaltbildern sehr wichtig ist.

4. Die zum Erziehlen der Wurzeln hier vorgelegte Methode hat den Vorteil nicht von Verstärkungsfaktor des operationellen Verstärkers bedingt zu sein, und kann zum verwirklichen einer Funktion des Typs $X^{1/n}$ (n—natürlich) erweitert werden.

Eingegangen am 14. Juni 1978

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl fur Elektronik und
Rechenanlagen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Codreanu C., Coloși T., *Termistoare și varistoare în măsurări și automatizări.* Ed. Tehn., Buc., 1970.
2. Hole V., *Thermistor Temperature Measuring Bridge Circuits.* Electronic Components, **13**, *1*, 26—31 (1972).
3. Felea I. u.a., *Circuite cu semiconductoare în industrie. Aparate de măsurat.* Ed. Tehn., Buc., 1970.
4. Thirer N., *Die Möglichkeit der Linearisierung der Kennwerte $R(I_h)$ und $R(U_h)$ des indirekt geheizten Thermistors.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXII (XXVI)**, *1—2*, s. III, 19—56 (1976).
5. Nemchik J. u.a., *Circuit Improves Thermistor's Linearity and Boosts Output.* Electronics, *12*, 99—100 (1969).
6. Dromgoole W., *Thermistor Linearisation Permits Wide Range of Temperature Measurements.* Electr. Eng., **44**, *536*, 68—70 (1972).
7. Barron S. u. a., *Thermistor Theory and Special Applications.* Instrum. and Control Systems, **41**, *11*, 103—105 (1968).
8. Borutta H. u.a., *Übersicht über Effektivwert-Messverfahren in der digitalen Messtechnik.* Messen-Steuern-Regeln, *4*, 89—90 (1975).
9. Thirer N., Bărbulescu D., *Utilizarea termistoarelor cu încălzire indirectă pentru convertirea unor mărimi în frecvență.* Jubil. wiss. Tagung des Nationalen Institut für Metrologie, Buk., 1976.
10. * * * *Nonlinear Circuits Handbook.* Analog Devices Inc., Norwood, USA, 1976.
11. Dobias K., Ebert K., *Iterative Analog Computer MEDA 41 TC.* Slowak Society for Science and Technics, Bratislava, 1971.

SIMULAREA ANALOGICĂ A UNEI NOI METODE DE LINIARIZARE A CIRCUITELOR CU TERMISTOARE

(Rezumat)

Se propune un procedeu de liniarizare bazat pe interpretarea expresiei de calcul a rezistenței termistorului și se prezintă un model pentru analiza metodei cu ajutorul calculatorului analogic. Metoda propusă permite obținerea unui răspuns perfect liniar și direct proporțional cu mărimea măsurată (temperatură, puterea sau intensitatea curentului prin circuitul de încălzire ș.a.). În plus este posibilă alinierea caracteristicilor a două sau mai multor termistoare, indiferent de dispersia inițială.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.317.734

MÉGOHMMÈTRE LOGOMÉTRIQUE À AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

PAR

M. ANTONIU

1. Introduction

Les mégohmmètres logométriques à transistors de 500/1 000 V (MT - - 5/10) et de 2 500 V (MT - 25), fabriqués par ICEMENERG, Sibiu, donnent des résultats satisfaisants dans l'exploitation, mais ils ont une limite supérieure de mesure trop basse ($R_{xs} \leqslant 100$ MΩ et respectivement 2 000 MΩ), pour le contrôle de l'isolation électrique utilisée à présent (à résines synthétiques) où l'on rencontre des résistances d'isolation de dix ou même de cent fois supérieures aux limites mentionnées. Ce défaut important est une conséquence de la sensibilité (S) relativement réduite du logomètre employé.

On a exposé dans [1] une possibilité de faire croître la sensibilité en améliorant le circuit magnétique du logomètre. Dans ce qui suit on propose une méthode de faire croître ce paramètre basée sur l'utilisation d'un amplificateur opérationnel (AO), méthode qui permet l'augmentation de R_{xs} jusqu'à 10^4 MΩ chez le mégohmmètre MT-5/10 et jusqu'à 10^5 MΩ chez le mégohmmètre MT - 25 (au prix de l'augmentation de la consommation à la batterie de 10 ... 15 %), valeurs comparables à celles de bien des mégohmmètres procurés à l'étranger [2].

La solution proposée est simple, elle ne demande pas de pièces importées et peut être appliquée même aux mégohmmètres déja construits.

2. Logomètre à amplificateur opérationnel (LAO)

Pour économiser l'énergie des batteries d'alimentation, les mégohmmètres à transistors fonctionnent en régime intermittent, c'est-à-dire que leur bloc d'alimentation fonctionne seulement pendant qu'on effectue la mesure (20... 60 sec.), si longtemps qu'on pousse le bouton de déclenchement. Cette particularité a imposé l'étude du fonctionnement du LAO en régime intermittent : l'interruption et le rétablissement simultanés des tensions d'alimentation et du signal d'entrée, opération exécutée de la manière exposée dans [3].

2.1. Présentation du logomètre utilisé

Dans la fig. 1 on donne le schéma du logomètre utilisé pour MT, où *1* représente l'aimant permanent, *2* — les pièces pôlaires, *3* — le noyau, b_1 — la bobine série qui fournit le couple direct (M_1) dans le sens de croissance de la déviation α, b_2 — la bobine dérivation qui produit le couple antagoniste (M_2) et α_n — l'angle total de l'échelle graduée. Les pièces pôlaires (*2*) et le noyau (*3*) sont modélées de façon que les couples M_1 et M_2 satisfassent des relations ayant la forme :

$$(1) \qquad M_1 \approx K_1 I_1, \; M_2 \approx K_2 I_2 \alpha,$$

ce qui mène à l'équation de fonctionnement du logomètre :

$$(2) \qquad \alpha = \frac{K_1}{K_2} \cdot \frac{I_1}{I_2} = S \frac{I_1}{I_2},$$

ou K_1 et K_2 sont approximativement constants (une analyse plus exacte des expressions (1) et (2) est donnée dans [4]) et S représente sa sensibilité.

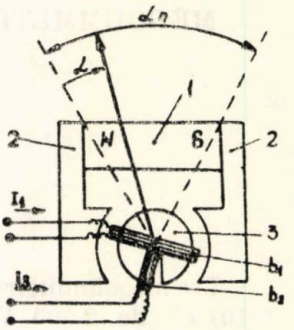


Fig. 1

Lors de l'expérimentation, l'échelle du logomètre a été divisée en 90 divisions de 1 mm chacune, et pour les courants de ses bobines on a considéré les valeurs nominales données par le fabriquant: I_{1n} (la valeurs I_1 pour $\alpha = \alpha_n$) = 300 μA, I_2 = 250 μA = const.

2.2. Expérimentation du LAO en régime intermittent

Le schéma utilisé pour l'expérimentation du LAO est donné dans la fig. 2 où R_1 et R_2 sont des résistances nécessaires à la limitation des courants (I_1, I_2) des bobines du logomètre (b_1, b_2) aux valeurs nominales mentionnées ci-dessus et E (= 3V) — une source nécessaire pour le maintien de I_2 à une valeur constante.

Pour l'amplificateur opérationnel (βA 741) on a préféré la configuration noninverseure amplificatrice de courant [5] comme étant plus adéquate au but poursuivi. Dans le schéma (fig. 2), on règle la position zéro de l'aiguille indicatrice ($\alpha = 0$) à l'aide du potentiomètre P, par l'intermédiaire du courant d'offset, et avec la partie réglable du R_1 — sa position finale, donc à $I_1 = I_{1n}$ doit correspondre $\alpha = \alpha_n$ (fig. 1). La résistance R_3 (= 9 KΩ) sert à protéger la bobine b_1 au cas du courtcircuit de la résistance R_1 et R_4 (= 500 KΩ) sert à obtenir la chute de tension utilisée comme signal d'entrée pour AO. Celle-ci a été construite de sorte qu'elle produise une chute de tension de 5 V pour un courant nominal d'entrée I_{xn} = 10 μA et elle est découplée à l'aide du condensateur C (=1 nF).

Si l'on analyse la fig 2 (configuration répétitrice de tension) il résulte les relations (R_{b1} — la résistance de la bobine b_1) :

$$I_x R_4 = I_1 R_1', \qquad R_1' = R_1 + R_{b1},$$

d'où, en tenant compte de (2), on obtient l'équation de fonctionnement du LAO :

$$\alpha = AS\frac{I_x}{I_2} = S'\frac{I_x}{I_2}, \tag{3}$$

où $A = R_4/R_1'$ représente l'amplification en courant et

$$S' = AS = \frac{R_4 S}{R_1'} \tag{4}$$

— la sensibilité du LAO. On observe que S' est A fois plus grande que S. En même temps (4) indique aussi une voie comode de changer les limites de mesure du LAO, par la modification de R_4, par exemple.

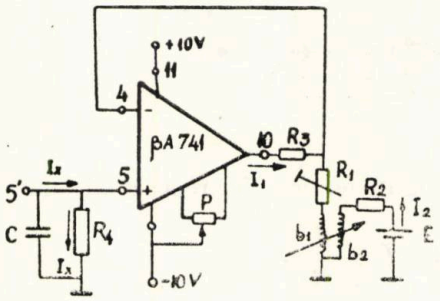


Fig. 2

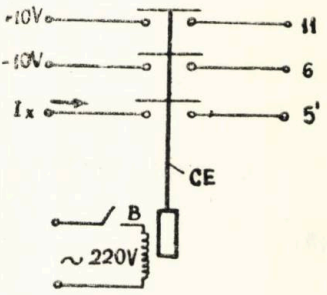


Fig. 3

Pour l'essai du LAO en régime intermittent on a employé un contacteur électromagnétique (CE,) commandé par le bouton normalement ouvert B (fig. 3), à l'aide duquel on a simulé le régime de travail de MT. Avec cette installation (fig. 2 et 3) on a effectué 150 commutations normales ayant une durée de fonctionnement de 20 à 60 sec. et des pauses de 1 à 5 min. ainsi que 50 commutations rapides (durée de fonctionnement = pause = = 10 sec.). Avant de commencer cette série de commutations on a réglé le courant I_x de sorte que l'aiguille indicatrice se trouve à $\alpha = 0{,}75\alpha_n$. Après les 200 commutations la position initiale de l'aiguille indicatrice a dévié de moins de 2% de la longueur de l'échelle graduée. On a constaté aussi que le temps de réponse du LAO ne dépasse pas celui du logomètre initial (fig. 1). Les deux observations mènent à la conclusion que le LAO peut être utilisé dans les schémas des mégohmmètres.

3. Megohmmètre avec LAO

Pour l'expérimentation on a utilisé les appareils $MT_{5/10}$ et MT_{25} produits par ICEMENERG, Sibiu. Pour simplifier le texte ces mégohmmètres équipés d'un LAO seront désignés par MTA - 5/10 et respectivement MTA — 25.

3.1. Mégohmmètre de 500/1 000 V (MTA - 5/10)

a) *Schéma du mégohmmètre MT-5/10.* Le schéma simplifié du M-5/10 (uniquement la partie de 500 V) est representé dans la fig. 4, où Y représente l'inverteur à transistors qui, par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur (T) et d'un redresseur à double alternance produit la tension de travail (500 V), R_x — la résistance à mesurer, R_0 — une résistance ballast, nécessaire pour limiter le courant I_1 à la valeur nominale lorsque $R_x = 0$, les autres notations ayant la signification de la fig. 1.

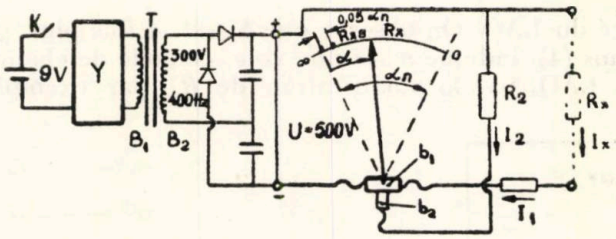


Fig. 4

En employant les notations de cette figure on peut écrire les relations :

$$I_1 = I_x = \frac{U}{R_0' + R_x}, \quad I_2 = \frac{U}{R_2'}, \tag{5}$$

qui, associées à (2), mènent à l'équation de fonctionnement du MT:

$$\alpha = \frac{K_1}{K_2} \cdot \frac{R_2'}{R_0' + R_x} \approx S \frac{R_2}{R_0 + R_x}, \tag{6}$$

où

$$R_0' = R_{b_1} + R_0 \approx R_0, \quad E_2' = R_{b_2} + R_2 \approx R_2. \tag{7}$$

On sait que la limite supérieure de mesure chez un mégohmmè (R_{xs}) représente la valeur de la résistance (R_x) inscrite sur l'échelle graduée à une distance de 0,02... 0,05 α_n, par rapport au repère infini. Pour $\alpha = 0{,}05\alpha_n$, par exemple, (6) devient :

$$0{,}05\,\alpha_n = S \frac{R_2}{R_0 + R_{xs}} \approx \frac{SR_2}{R_{xs}}, \quad R_0 \ll R_{xs},$$

et donc :

$$R_{xs} = 20 \frac{SR_2}{\alpha_n}, \tag{8}$$

relation qui montre que R_{xs} peut être accrue, principalement, seulement par l'augmentation de la sensibilité du logomètre. Mais l'angmentation de S (qu'on peut réaliser soit par la croissance de l'entrefer soit par la croissance du nombre de spires des bobines b_1 et b_2, soit simultanément par les deux

méthodes) mène à l'élévation du prix du logomètre et à la croissance de sa fragilité, ce qui le rendrait inadéquat pour les mégohmmètres, appareils de déplacement et très exigeants quant à la fiabilité. Pour cette raison on a essayé la croissance de R_{xs} par l'amplification du courant qui parcourt la résistance à mesurer et non pas par la croissance de S.

b) *Schéma MTA - 5/10.* En combinant les schémas des fig. 2 et 4 on a obtenu le schéma MTA - 5/10 de la fig. 5, où l'enroulement supplémentaire B_3, le redresseur R et le stabilisateur Z e n e r (D_z, R_b) servent à l'obtention des tensions d'alimentation ($\pm$ 10 V) pour l' AO, les autres notations ayant la signification des fig. 2 et 4. On a préféré la stabilisation à l'aide de diodes Z e n e r pour leur simplité et leur prix de revient bas et surtout parce qu'elles offrent une bonne protection pour l'AO aux surtensions d'alimentation.

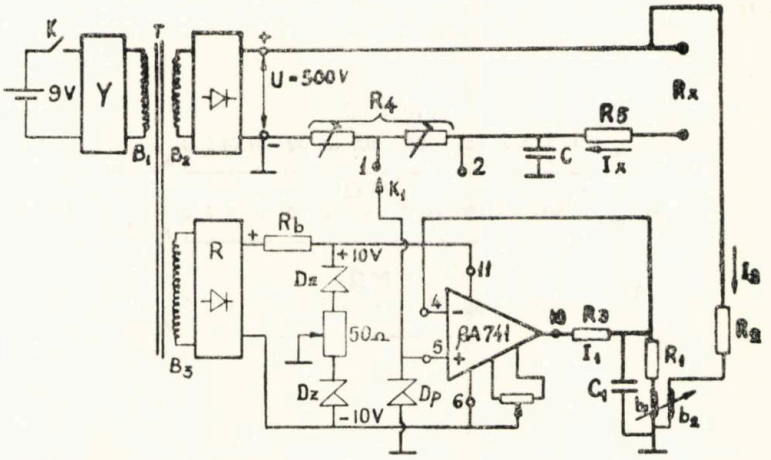


Fig. 5

Pour réaliser deux limites de mesure, R_4 a été prévue de deux parties, sélectables par le commutateur K_1. Celles-ci ont été réalisées de sorte qu'elles produisent une chute de tension de 5 V aux courants $I_{xn} = 10\ \mu A$ et, respectivement, 100 μA. La diode Z e n e r de protection, D_p, à tension d'ouverture de 5,2 V, sert à limiter la tension d'entrée dans le AO lorsque $R_x = 0$ et K_1 est dans la position *2*.

De la fig. 5 il résulte les relations :

$$I_x = \frac{U}{R_4 + R_5 + R_x}, \qquad I_2 = \frac{U}{R_2'},$$

qui, associées à (3), mènent à l'équation de fonctionnement

$$\alpha = SA \frac{R_2'}{R_4 + R_5 + R_x}, \tag{9}$$

d'où pour $\alpha = 0{,}05\alpha_n$, on obtient :

(10) $$R_{xs} \approx 20 \frac{ASR_2'}{\alpha_n}, \quad (R_4, R_5 \ll R_{xs}),$$

relation qui montre que la limite supérieure de mesure chez le MTA - 5/10 est A fois plus grande que chez le MT - 5/10.

c) Vérifications expérimentales. On a vérifié d'abord le comportement du AO lors du fonctionnement en régime intermittent dans les conditions concrètes du MT (voisinage du champs électromagnétique de 400 Hz radié par le transformateur T, voisinage de la haute tension continue U, etc.) On a, constaté qu'en dehors de R_4, il faut découpler aussi l'impédance $R_1 - b_1$. action réalisée par le condensateur C_1 (fig. 5).

On a étudié ensuite le niveau de la tension sur l'objet à essayer (la chutte de tension $R_x I_x$), il en résulte une amélioration sensible par rapport à MT- 5/10.

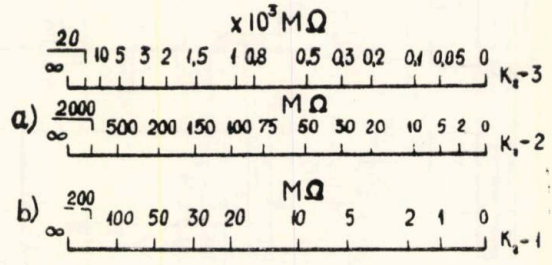


Fig. 6

On a tracé, enfin, l'échelle graduée; il en a résulté les formes de la fig. 6 *a* correspondant à K_1 dans la position *1* (échelle inférieure) et, respectivement, dans la position *2* (échelle supérieure). Pour comparaison on présente dans la fig, 6 *b* l'échelle du MT-5/10. On observe que la forme de l'échelle graduée (la succession des divisions) reste pratiquement la même et que pour MTA-5/10, R_{xs} est 50 fois plus grande que pour MT-5/10, ce qui constitue l'avantage essentiel du schéma proposé. Mais cet avantage est obtenu au prix d'une consommation supplémentaire de circa 150 mW (la consommation du bloc d'alimentation du AO). ce qui représente 10% de la consommation des batteries du mégohmmètre.

3.2. Le mégohmmètre de 2 500 V (MTA-25)

Le schéma du mégohmmètre a été réalisée selon la fig. 5. Mais le voisinage de la tension de 2 500 V a imposé l'écranage électrostatique complet de la carcasse de l'AO ainsi que des connexions d'entrée sur le trajet R_1 —la borne 5. Les vérifications expérimentales ont démontré un bon comportement du mégohmmètre réalisé et sa limite supérieure de mesure a atteint 10 000 MΩ pour K_1 en position *1* et 100 000 MΩ pour K_1 en position *2*.

4. Conclusions

En utilisant un schéma simple à amplificateur opérationnel on peut élever la limite supérieure de mesure des mégohmmètres logométriques roumains actuels jusqu'à 100 fois, sur la base de l'augmentation de la consommation des batteries de circa 10 ... 15%.

Reçue le 21 novembre 1978

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures
et Machines électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Antoniu M., *Posibilităţi de îmbunătăţire a performanţelor logometrului utilizat la megohmmetrele româneşti.* Calit. prod. şi metrol., *3*, 174 — 177 (1974).
2. * * * Firme Chauvin Arnaux, Notice OP 518 (1975).
3. Antoniu M., *O posibilitate de utilizare a amplificatorului operaţional în megohmmetre*, Metrologia aplicată, 3, 128—131 (1978).
4. Antoniu M., *Alimentarea bobinei derivaţie a logometrului din megohmmetre direct de la baterie.* Calit. prod. şi metrol., *5*, 301—305 (1972).
5. Martson R. M., *Études pratiques de l'amplificateur operationnel.* Eyrolles, Paris, 1977, 56—61.

MEGOHMMETRU LOGOMETRIC CU AMPLIFICATOR OPERAŢIONAL

(Rezumat)

Se prezintă o schemă incluzînd un amplificator operaţional (βA 741) care grefată pe schema actualelor megohmmetre logometrice româneşti permite creşterea limitei superioare de măsură a acestora de aproximativ 100 ori, cu preţul creşterii consumului de la baterii cu 10 ... 15%.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.318.7

WIENER FILTER FÜR DIE OPTIMALE DÄMPFUNG DES VERZERRUNGSBETRIEBES VON INDUSTRIELLEN ELEKTRISCHEN NETZWERKEN

VON

M. VOICU

1. Einführung

Dieser Aufsatz ist der fünfte aus der Reihe, die in [1] angekündigt wurde.

In [4] wurde das Simulationsproblem und die statistische Analyse der Störung $i_p(t)$ gemäß ihrer analytischen Form aus [2] gelöst, nachdem, als Beispiel, die Funktionierung eines industriellen elektrischen Netzwerkes, Unterlage des Verzerrungsbetriebes, als dessen Ursache die innere stochastische Störung angenommen wird, digital simuliert wurde.

Im folgenden wird das Syntheseproblem einiger Wiener filter für die optimale Dämpfung des Verzerrungsbetriebes auf Grund der Resultate aus [1] ... [4] theoretisch gelöst, nachdem ein Wiener filter dem Beispiel aus [4] gemäß entworfen und die Funktionierung des betreffenden optimal gedämpften Netzwerkes simuliert wird.

2. Synthese der optimalen Dämpfungsfilter

2. 1. Problemstellung

Für die Verwirklichung einer wirksamen Filterung, wobei einerseits die Systemstruktur und andererseits die Anschlußmöglichkeiten der Zweipolfilter berücksichtigt werden, schlägt man die Benützung der zwei Filter vor (Abb. 1): ein parallel zum verzerrenden Rezeptor gekoppelter Filter mit der Admittanz

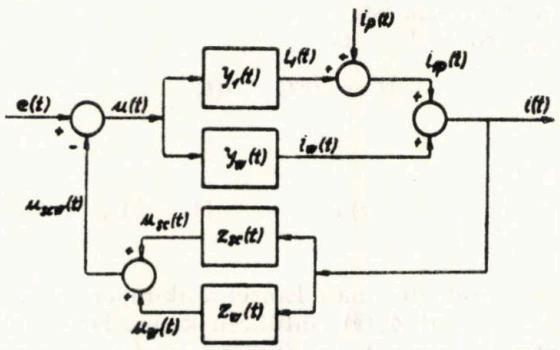


Abb. 1

(1) $$Y_w(s) = \mathcal{L}\{y_w(t)\},$$

und ein serienmäßig zum Netzwerk gekoppelter Filter mit der Impedanz

(2) $$Z_w(s) = \mathcal{L}\{z_w(t)\}.$$

Die Hypothesen, auf die sich die Filtersynthese stützt, sind die folgende [7] : 1° das System ist zeitinvariant ; 2° die Störung $i_p(t)$ ist ein stochastisch stationärer Prozeß [3] ; 3° die Eingangsgröße $e(t)$ ist ein deterministischer Prozeß, von der Form

(3) $$e(t) = \sqrt{2}\, E_1 \sin \omega_0 t + \sqrt{2} \sum_{k=2}^{m} E_k \sin (k\omega_0 t + \psi_k) ;$$

ganz allgemein aber kann man annehmen, daß $e(t)$ auch ein stochastischer Prozeß ist.

Für die Festlegung des Güteindexes benützt man die Blockschaltung aus der Abb. 2, wobei

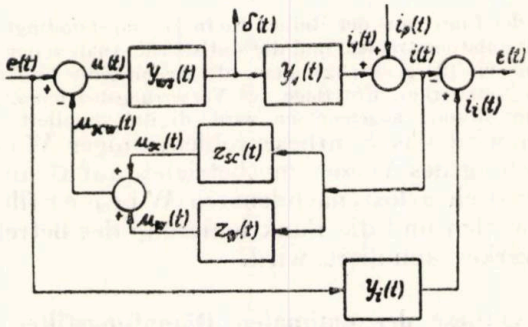


Abb. 2

(4) $$y_{ws}(t) = \mathcal{L}^{-1}\{Y_{ws}(s)\} = \mathcal{L}^{-1}\{1 + Y_w(s)/Y_1(s)\}$$

und

(5) $$Y_i(s) = \mathcal{L}\{y_i(t)\}$$

die ideale Systemadmittanz ist.

Der Ausgangsgrößefehler ist

(6) $$\varepsilon(t) = i_i(t) - i(t)$$

und

(7) $$\delta(t) = \int_0^t y_{ws}(t-\tau)\, u(\tau)\, d\tau = \mathcal{L}^{-1}\{1 + [Y_w(s)/Y_1(s)]\, U(s)\}$$

ist eine Hilfsgröße durch die man Einschränkungen bei der Berechnung der Funktionen $Y_w(s)$ und $Z_w(s)$ einführen kann. Diese Einschränkungen beziehen sich letzten Endes auf die Spannung $u(t)$, d.h. daß die miteinbe-

griffene Störungswirkung über die Spannung $u(t)$ bestimmte Grenzen nicht überschreiten darf.

2.2. W i e n e r filtersynthese

Die W i e n e r filtersynthese ist ein Problem der Variationsrechnung und besteht aus dem Entwurf derjeniger Filter $Y_{ws}(s)$ und $Z_w(s)$, die die Güteindexe erfüllen

$$\overline{\varepsilon^2(t)} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T \varepsilon^2(t)\,dt = \text{Minimum}, \tag{8}$$

$$\overline{\delta^2(t)} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T \delta^2(t)\,dt \leqslant \delta_0 = \text{Konstante}. \tag{9}$$

Das ist ein L a g r a n g e-Problem, [8], [9]. Das L a g r a n g e-Problem für stochastisch gestörte Systeme wurde von Norbert W i e n e r, [10], gelöst und von anderen Verfasser (z.B. [7]) für Regelungssysteme wiederaufgenommen.

In der Variationsrechnung, [9], [11], beweist man, daß $Y_{ws}(s)$, $Z_w(s)$, die die Beziehungen (8), (9) erfüllen, auch einen allgemeineren Güteindex, nämlich

$$\eta = \overline{\varepsilon^2(t)} + \lambda^2\,\overline{\delta^2(t)} = \text{stationär} \tag{10}$$

erfüllen, wobei λ der L a g r a n g e-Multiplikator ist.

Bei einer entsprechenden Wahl der idealen Systemadmittanz $Y_i(s)$ hänght der quadratische Mittelfehler $\overline{\varepsilon^2(t)}$ unmittelbar vom quadratischen Mittelverzerrungsrest ([2], Bez. (7)) des Stromes $i(t)$ ab. Der quadratische Mittelwert der Hilfsgröße $\overline{\delta^2(t)}$ hängt durch seine Festlegung-(s. Bez. (7)) vom quadratischen Mittelverzerrungsrest der Spannung $u(t)$ ab.

Wenn $Y_{ws}(s)$ und $Z_w(s)$ Extremalfunktionen des Güteindexes (10) sind, dann sind die Funktionen

$$Y_0(s) = \frac{Y_{ws}(s)\,Y_1(s)}{1 + Y_{ws}(s)\,Y_1(s)\,[Z_w(s) + Z_{se}(s)]} = M_1(s), \tag{11}$$

$$Y_{0p}(s) = \frac{1}{1 + Y_{ws}(s)\,Y_1(s)}\,\frac{1}{[Z_w(s) + Z_{se}(s)]} = M_2(s), \tag{12}$$

auch Extremalfunktionen desselben Güteindexes (10).

Die Konsequenz ist, daß man den Güteindex (10) als Funktion von $M_1(s)$, $M_2(s)$ explizite schreiben muß. Das geht natürlicherweise mit Hilfe der Autokorrelationsfunktion und des Leistungsdichtespektrums, nämlich :

$$\varphi_\varepsilon(\theta) = \overline{\varepsilon(t)\,\varepsilon(t+\theta)} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T \varepsilon(t)\,\varepsilon(t+\theta)\,dt, \tag{13}$$

$$(14) \qquad \varphi_\delta(\theta) = \overline{\delta(t)\,\delta(t+\theta)} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T \delta(t)\,\delta(t+\theta)\,dt$$

und weiter

$$(15) \qquad \varphi_\varepsilon(\theta) = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty}\Phi_\varepsilon(s)\,e^{s\theta}\,ds, \qquad (16) \qquad \varphi_\delta(\theta) = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty}\Phi_\delta(s)\,e^{s\theta}\,ds.$$

Für $\theta = 0$ in (15), (16) erhält man von (13), (14) und (10):

$$(17) \qquad \overline{\varepsilon^2(t)} = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty}\Phi_\varepsilon(s)\,ds, \qquad (18) \qquad \overline{\delta^2(t)} = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty}\Phi_\delta(s)\,ds,$$

$$(19) \qquad \eta = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty}[\Phi_\varepsilon(s) + \lambda^2\,\Phi_\delta(s)]\,ds.$$

Aus der Abb. 2 folgen:

$$(20) \qquad \varepsilon(s) = I_i(s) - I(s) = Y_i(s)\,E(s) - M_1(s)\,E(s) - M_2(s)\,I_p(s),$$

$$(21) \qquad \Delta(s) = \frac{M_1(s)}{Y_1(s)}E(s) + \frac{M_2(s)-1}{Y_1(s)}I_p(s).$$

Die entsprechenden Leistungsdichtespektra sind:

$$(22) \qquad \begin{aligned}\Phi_\varepsilon(s) = {} & Y_i(s)\,Y_i(-s)\,\Phi_e(s) + M_1(s)\,M_1(-s)\,\Phi_e(s) - \\ & - Y_1(-s)M_1(s)\,\Phi_e(s) - Y_1(s)\,M_1(-s)\,\Phi_e(s) + M_2(s)\,M_2(-s)\,\Phi_{i_p}(s),\end{aligned}$$

$$(23) \qquad \Phi_\delta(s) = \frac{M_1(s)\,M_1(-s)}{Y_1(s)\,Y_1(-s)}\Phi_e(s) + \frac{[M_2(s)-1]\,[M_2(-s)-1]}{Y_1(s)\,Y_1(-s)}\Phi_{i_p}(s),$$

wobei $\Phi_e(s)$ und $\Phi_{i_p}(s)$ die Leistungsdichtespektra der Funktionen $e(t)$ und $i_p(t)$ sind. Bei den Beziehungen (22), (23) nimmt man an, daß $e(t)$ und $i_p(t)$ statistisch unabhängig sind, so daß die Interkorrelationsfunktionen $\varphi_{ei_p}(\theta)$, $\varphi_{i_pe}(\theta)$ in (22), (23) nicht mehr zu erscheinen brauchen.

Bei diesem Entwicklungsstand des Syntheseproblems der Optimalfilter kann man so das Optimumstheorem von [7] gebrauchen so daß man die Extremalfunktionen erhält:

$$(24) \qquad M_1(s) = \frac{1}{P_1(s)\,P_3(s)}\left[\frac{Y_1(s)\,P_1(s)}{P_3(-s)}\right]_+,$$

$$(25) \qquad M_2(s) = \frac{\lambda^2}{P_2(s)\,P_3(s)}\left[\frac{P_2(s)}{Y_1(s)\,Y_1(-s)\,P_3(s)}\right]_+.$$

wobei

(26) $P_1(s)\,P_1(-s) = \Phi_e(s)$, (27) $P_2(s)\,P_2(-s) = \Phi_{ip}(s)$,

(28) $$P_3(s)\,P_3(-s) = 1 + \frac{\lambda^2}{Y_1(s)\,Y_1(-s)}.$$

Die Beziehungen (26), (27) gelten auf Grund der Eigenschaften des Leistungsdichtespektrums, [12], während die Beziehung (28) durch ihren Aufbau bestimmt ist.

Das Formelzeichen $[F(s)]_+$ symbolisiert die Operation durch die $F(s)$ in Partialbruchzerlegung dargestellt wird, nachdem man nur die Brüche mit den auf der linken s-Halbebene oder auf der j-Axe verteilten Polen zurückhält.

Aus (24), (25) kann man mit Hilfe der Beziehungen (11), (12), (9) die Extremalfunktionen der Optimalfilter, $Y_{ws}(s), Z_w(s)$, und den Lagrange-Multiplikator λ bestimmen.

2.3. Spezialfall

Für die Situation, in welcher der Güteindex von der Form

(29) $$\eta = \overline{\varepsilon^2(t)} = \text{Minimum}$$

ist, wird das Filterungsproblem mit einem einzigen Filter, wie in der Abb. 3 gelöst. Es ist zu erwarten, daß der Filter $Z_a(s) = \mathcal{L}\{z_a(t)\}$ die Energieübertragung auf der Grundschwingung nicht stören soll. Darum legt man die ideale Systemadmittanz folgendermaßen fest:

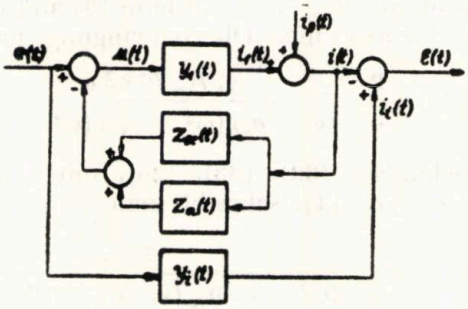


Abb. 3

(30) $$Y_i(s) = \frac{Y_1(s)}{1 + Y_1(s)\,Z_{sc}(s)}.$$

Damit erhält man wie für den allgemeinen Fall

(31) $$Z_a(s) = \left[\frac{1}{G(s)} - 1\right]\left[\frac{1}{Y_1(s)} + Z_{sc}(s)\right],$$

wobei

$$G(s) = \frac{1}{P_4(s)}\left[\frac{P_1(s)\,P_1(-s)}{P_4(-s)}\right]_+, \tag{32}$$

$$P_4(s)\,P_4(-s) = \Phi_e(s) + \frac{1}{Y_1(s)\,Y_1(-s)}\,\Phi_{i_p}(s). \tag{33}$$

3. Digitale Simulation der optimalen Dämpfung

Im folgenden betrachtet man das Beispiel aus [4], und entwirft dafür einen optimalen Filter in den Grenzen des Spezialfalles von § **2.3**. Die Spannungs- und Stromwelle vergleichend, bemerkt man aus den Abb. 9 und 10 [4], daß die Stromphase 78° ($\cos\varphi = 0{,}2$) ist. Es ist notwendig, den Leistungsfaktor durch einen Kondensator C auszugleichen. Damit wird die resultierende Rezeptorenadmittanz

$$Y_{1C}(s) = Y_1(s) + Cs. \tag{34}$$

3.1. Bestimmung der Filterparameter

Man nimmt an, daß die Eingangsgroße $e(t)$ deterministisch, von der Form (3) ist. Das entsprechende Leistungsdichtespektrum hat die Gestalt

$$\Phi_e(s) = E_1^2\,\delta(s - \mathrm{j}\omega_0) + \sum_{k=z}^{m} E_k^2\,\delta(s - \mathrm{j}k\omega_0). \tag{35}$$

Die stochastische Störung $i_p(t)$ wurde in [3] analysiert und für dieser Beispiel besteht sie nur aus einer Oberschwingung, nämlich

$$\Phi_{i_p}(s) = \frac{2}{3}\cdot\frac{\nu_k\,I_{km}^2\,k^2\,\omega_0^2\,\omega^2}{(\omega^2 + a_k^2)\,(\omega^2 + a_k^{*2})\,(\omega^2 + \nu_k^2)}. \tag{36}$$

Mit den Beziehungen (32), (33), (26), unter der Annahme, daß $Y_{1C}(\mathrm{j}\omega) \approx \mathrm{j}\omega C$ für $\omega > \omega_0$ [4], schreibt man

$$G(s)\,G(-s) = \frac{\Phi_e(s)}{\Phi_e(s) + \Phi_{i_p}(s)/[Y_{1C}(s)\,Y_{1C}(-s)]}, \tag{37}$$

$$G(s) = \frac{s^3 + G_1 s^2 + G_2 s + G_3}{s^3 + F_1 s^2 + F_2 s + F_3}, \tag{38}$$

wobei

$$G_1 = a_k + a_k^* + \nu_k, \quad G_2 = a_k\,a_k^* + \nu_k\,(a_k + a_k^*), \quad G_3 = a_k\,a_k^*\,\nu_k, \tag{39}$$

$$\begin{cases} F_1^2 - 2F_2 = a_k^2 + a_k^{*2} + \nu_k^2, \quad 2F_1F_3 - F_2^2 = -(a_k^2\,a_k^{*2} + \nu_k^2\,a_k^2 + \nu_k^2\,a_k^{*2}), \\ F_3^2 = a_k^2\,a_k^{*2}\,\nu_k^2 + 2\,\nu_k\,k^2\,\omega_0^2\,\overline{I_{kn}^2}/(C^2E_k^2). \end{cases} \tag{40}$$

Die Kennlinie Amplitude — Frequenz des Filters $G(s)$ ist für das angenommene Beispiel in der Abb. 4 dargestellt.

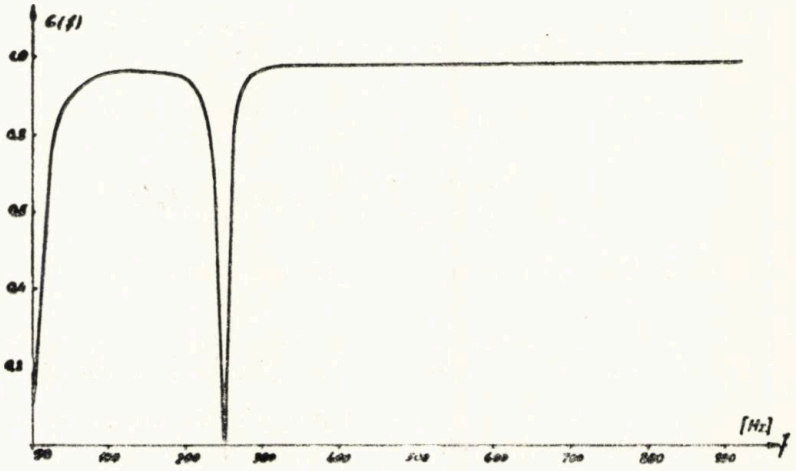


Abb. 4

3.2. Zustandsgleichungen

Für die digitale Simulation der Funktionierung des optimalen Systems, dessen Blockschaltung in der Abb. 5 dargestellt ist, muß man zuerst seine Zustandsgleichungen schreiben. Es geht einfacher, wenn man das System aus der Abb. 5 in zwei Untersysteme so auflöst, daß das erste Untersystem mit demjenigen, das in [4] studiert wurde, übereinstimmt, und das

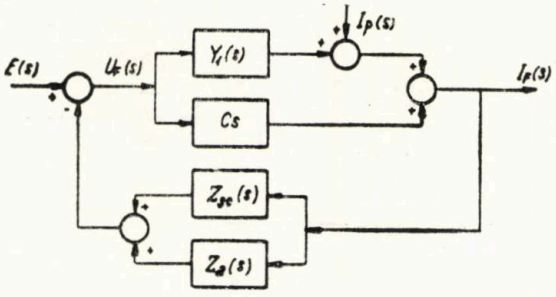


Abb. 5

zweite Untersystem den W i e n e r filter enthält. Auf diese Weise ist die Ausrechnung nicht mehr so mühsam und zugleich können die Ergebnisse leichter ausgelegt werden.

Für die Blockschaltung aus der Abb. 5 kann man folgendermaßen schreiben :

$$I_F(s) = \frac{Y_1(s) + Cs}{1 + [Y_1(s) + Cs]\,[Z_{sc}(s) + Z_a(s)]} E(s) + \tag{41}$$

$$+ \frac{1}{1 + [Y_1(s) + Cs]\,[Z_{sc}(s) + Z_a(s)]} I_b(s),$$

$$U_F(s) = \frac{1}{1 + [Y_1(s) + Cs]\,[Z_{sc}(s) + Z_a(s)]} E(s) - \tag{42}$$

$$- \frac{Z_{sc}(s) + Z_a(s)}{1 + [Y_1(s) + Cs]\,[Z_{sc}(s) + Z_a(s)]} I_p(s).$$

Unter der Berücksichtigung der Tatsache, daß

$$\frac{1}{1 + [Y_1(s) + Cs]\,[Z_{sc}(s) + Z_a(s)]} = \frac{1}{1 + [Y_1(s) + Cs]\,Z_{sc}(s)} G(s)$$

ist, ergeben sich die zwei den obererwähnten Untersystemen entsprechenden Gleichungssysteme, nämlich

(43) $U(s) = E(s) - Z_{sc}(s)\,I(s)$, (44) $I(s) = [Y_1(s) + Cs]\,U(s) + I_p(s)$,

(45) $U_F(s) = G(s)\,U(s) + \dfrac{G(s) - 1}{Y_1(s) + Cs} I_p(s)$, (46) $I_F(s) = G(s)\,I(s)$

und für die man die Blockschaltung aus der Abb. 6 gezeichnet hat.

Die vom Gleichungssystem (43), (44) bestimmten Zustandsgleichugen ergeben sich durch das gleiche Verfahren wie in [4], § **3.2**:

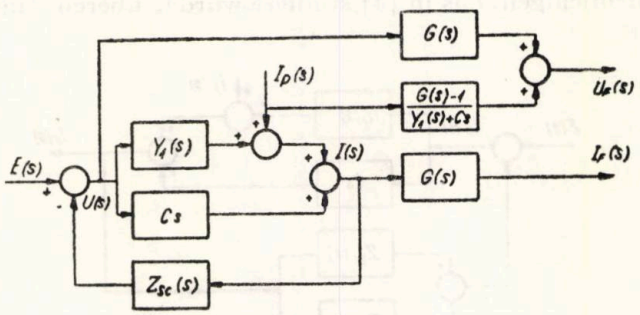


Abb. 6

(47) $\dot{X} = AX + BT, \qquad V = X + DT,$

wobei

$$X = [x_1 \;\; x_2 \;\; x_3 \;\; x_4 \;\; x_5 \;\; x_6 \;\; x_7]^t,\; T = [e \;\; \dot{e} \;\; i_p]^t,\; V = [u \;\; i]^t$$

der Zustandsvektor, der Eingangs- und der Ausgangsvektor sind, und

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & 0 & 0 & A_{15} & 0 & 0 \\ A_{21} & A_{22} & 1 & 0 & A_{25} & 0 & 0 \\ A_{31} & A_{32} & 0 & 1 & A_{35} & 0 & 0 \\ A_{41} & A_{42} & 0 & 0 & A_{45} & 0 & 0 \\ A_{51} & A_{52} & 0 & 0 & A_{55} & 1 & 0 \\ A_{61} & A_{62} & 0 & 0 & A_{65} & 0 & 1 \\ A_{71} & A_{72} & 0 & 0 & A_{75} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad B = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} \\ B_{21} & B_{22} & B_{23} \\ B_{31} & B_{32} & B_{33} \\ B_{41} & B_{42} & B_{43} \\ B_{51} & B_{52} & B_{53} \\ B_{61} & B_{62} & B_{63} \\ B_{71} & B_{72} & B_{73} \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ C_{21} & C_{22} & 0 & 0 & C_{25} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ D_{21} & D_{22} & D_{23} \end{bmatrix},$$

die von den Koeffizienten der Funktionen $Z_{80}(s)$, $Y_1(s)$ und von der Struktur des Gleichungssystems (43), (44) bestimmten Matrizen sind.

Auf ähnliche Weise, unter der praktischen Annnahme, daß für $k\,\omega_0 - \varepsilon < \omega < k\,\omega_0 + \varepsilon$, $\varepsilon > 0$ und hinreichend klein, die Approximation

$$\left| \frac{G(\mathrm{j}\,\omega) - 1}{Y_1(\mathrm{j}\,\omega) + \mathrm{j}\,\omega C} \right| \approx \frac{1}{\omega C} \tag{48}$$

gilt, gelangt man für das Gleichungssystem (45), (46) zu den folgenden Zustandsgleichungen

$$\dot{Y} = FY + GV, \qquad W = HY + EV + Z, \tag{49}$$

wobei

$$Y = [y_1\ y_2\ y_3\ y_4\ y_5\ y_6]^t, \qquad Z = \left[-\frac{1}{C}\int_0^t i_p\,\mathrm{d}t \quad 0 \right]^t$$

und

$$F = \begin{bmatrix} -F_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -F_2 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -F_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -F_1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -F_2 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -F_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad G = \begin{bmatrix} G_1 - F_1 & 0 \\ G_2 - F_2 & 0 \\ G_3 - F_3 & 0 \\ 0 & G_1 - F_1 \\ 0 & G_2 - F_2 \\ 0 & G_3 - F_3 \end{bmatrix},$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Die graphische Darstellung der seriengekoppelten Systeme (47) und (49) ist in der Abb. 7 wiedergegeben. Die Werte der Matrizenkoeffizienten sind im Anhang gegeben.

Es ist sehr interessant zu erwähnen, daß der Güteindex (Bez. (29)) mit dem quadratischen Mittelverzerrungsrest des Systems zusammenfällt. Tatsächlich, berücksichtigend daß $|G(j\omega_1)| \approx 1$ (Abb. 4) ist und daß die Beziehungen (30), (31) und die Blockschaltung aus der Abb. 3 nach der Blockschaltung aus der Abb. 5 aktualisiert wurden, erhält man $i_i(t)|_{\omega_0} \approx$

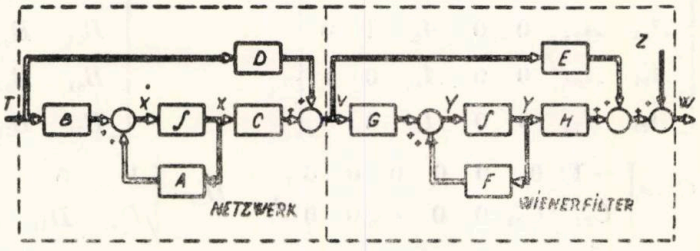


Abb. 7

$\approx i(t)|_{\omega_0}$. Folglich besteht der Stromfehler nur aus den Stromoberschwingungen, also der Güteindex ist gerade der quadratische Mittelverzerrungsrest des Stromes.

3.3. Simulationsprogramme und Ergebnisse

Die Prozeßsimulation des optimalen Systems wurde den Beziehungen (47), (49) beziehungsweise der Blockschaltung aus der Abb. 6 gemäß in zwei Etappen auf dem gleichen Simulationsprogramm durchgeführt. Das logische Schema der Simulationsprogramme (TEST-14-SST 2, TEST-15-SST 2, TEST-16-SST 2) ist in der Abb. 8 dargestellt und die wichtigsten Ergebnisse sind in den Abb. 9...11 nur für ein bestimmtes Zeitintervall vorgezeichnet. Die in den Simulationsprogrammen benutzten Unterprogramme wurden in [4] besprochen.

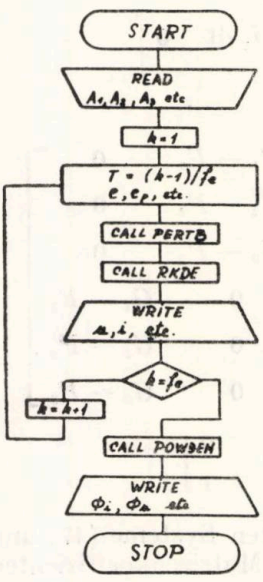


Abb. 8

In der Abb. 9 wurden die Spannung $u(t)$, der Strom $i(t)$ und die Oberschwingungen $u_5(t)$, $i_5(t)$ für das ohne Optimalfilter aber mit der Kapazität C vorgesehene System dargestellt. Man bemerkt, im Vergleich zu der früheren Situation, [4], den ungünstigen Einfluß der Kapazität C über die Stromwelle und den günstigen Einfluß über die Spannungswelle. Die vorübergehende Maximalabwechslung der Spannung $u_5(t)$ erreicht etwa 1,3 kV. Der vorübergehende Betrieb des Stromes $i_5(t)$ erscheint erweitert und verstärkt im Vergleich zu der früheren Situation, [4]. Die Amplitude des Stromes $i(t)$ wurde als Folge der Kapazitätseinschaltung reduziert, aber nur durch die Reduzierung der Stromgrundschwingung.

In der Abb. 10 wurden die Spannung $u_F(t)$, der Strom $i_F(t)$ und Oberschwingungen $u_{5F}(t)$, $i_{5F}(t)$ für das System mit dem Optimalfilter darge-

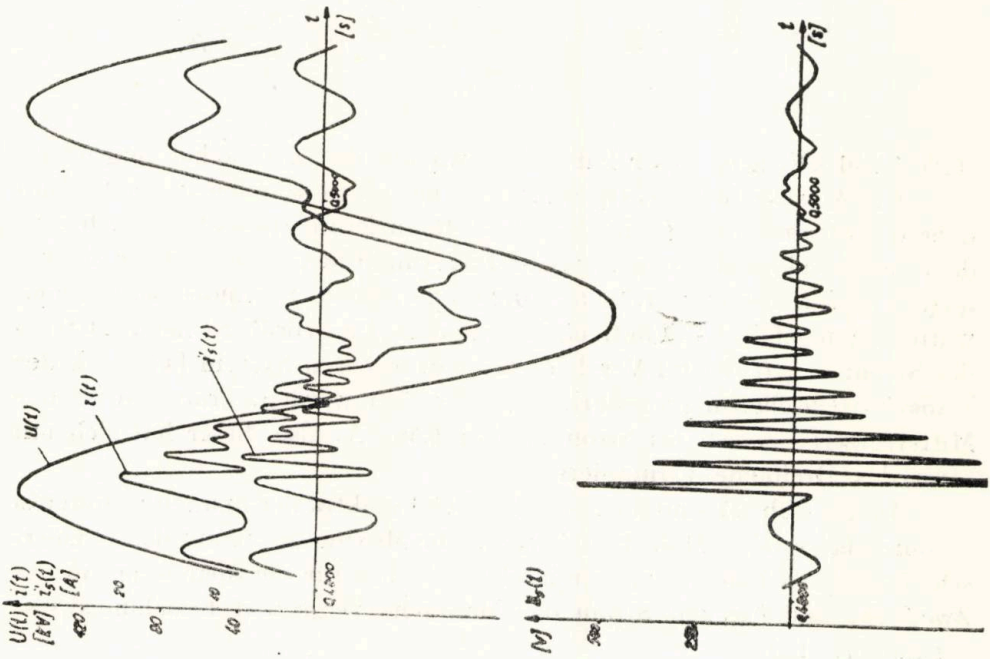


Abb 9

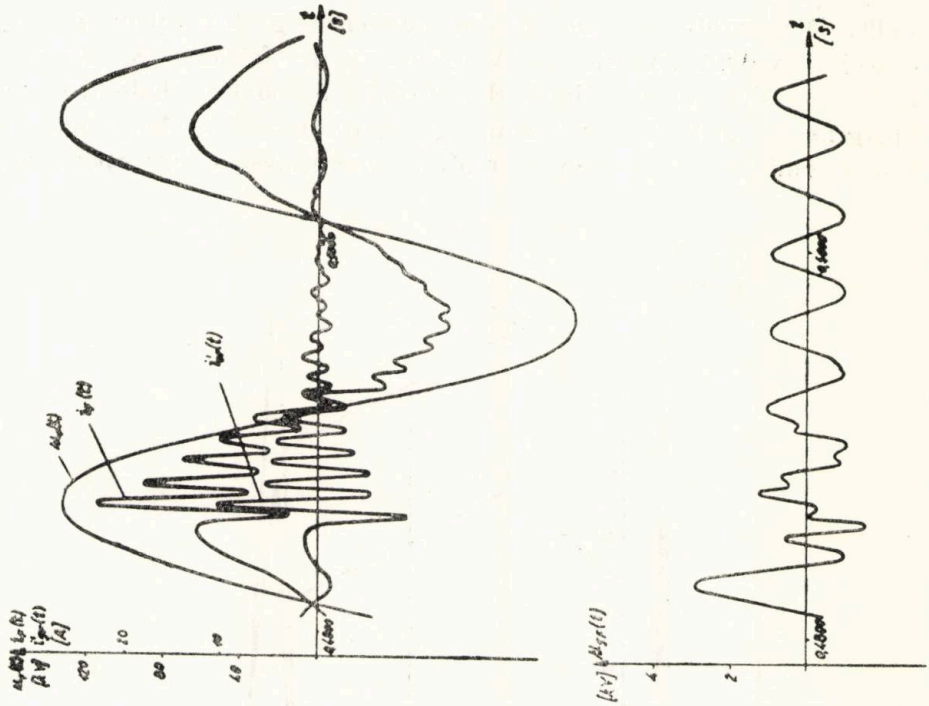


Abb 10

stellt. Die vorübergehende Maximalabwechslung der Spannung $u_{5F}(t)$ erreicht etwa 3,7 kV, also im Vergleich zu der früheren Situation, [4], wurde eine Verminderung im Verhältnis $3{,}7/9{,}3 = 0{,}398$ erhalten. Der vorübergehende Betrieb der Spannung $u_{5F}(t)$ hat eine Amplituden- und Dauerverminderung erlitten. Der Mittelverzerrungsrest der Spannung ist

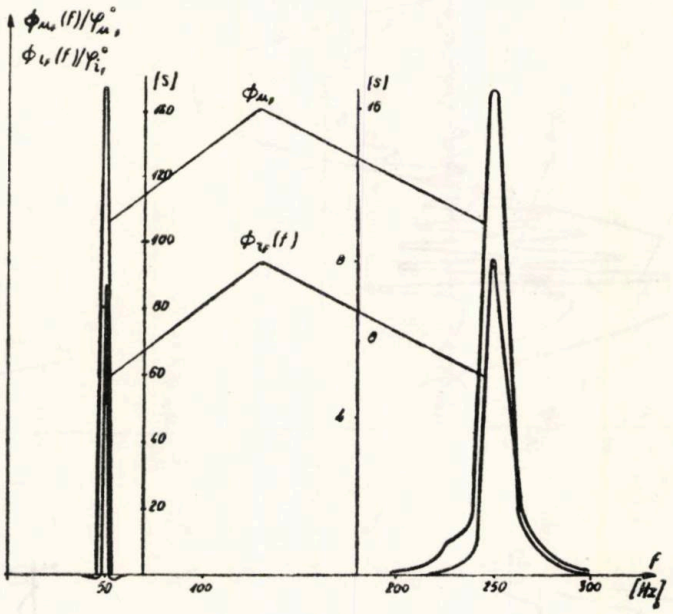


Abb. 11

etwa 1,586 kV, also dieser hat sich etwa um das Zweifache vergrößert.

Die Anwesenheit des Optimalfilters hat einen sehr günstigen Einfluß über die Stromwelle $i_5(t)$ im Sinne der Reduzierung dieses Stromes besonders im pseudostationären Betrieb. Das Amplitudenverhältnis der Ströme $i_{5F}(t)$ und $i_5(t)$ ist etwa $1{,}2/5{,}8 = 0{,}205$, also die 5. Stromoberschwingung wurde um ungefähr das Fünffache vermindert. Der vorübergehende Betrieb des Stromes $i_{5F}(t)$ ist im Vergleich zu dem früheren System [4], dank der Kapazitätseinschaltung verstärkt und erweitert worden. Trotzdem ist der Mittelverzerrungsrest des Stromes etwa 1,585 A, also dieser hat sich um etwa das Dreifache vermindert.

In der Abb. 11 sind die Leistungsdichtespektra der Spannung und des Stromes dargestellt. Man stellt fest, daß die Maximalwerte auf der 5. Oberschwingung als Folge der Filtereinschaltung sich für die Spannung um das Zweifache und für den Strom das Dreifache vergrößert beziehungsweise vermindert haben.

4. Schlußfolgerungen

Im Rahmen dieses Aufsatzes löst man das Syntheseproblem einiger W i e n e r filter für die optimale Dämpfung des Verzerrungsbetriebes. Man zeigt, daß der Güteindex für eine entsprechende Festlegung der Synthesenvoraussetzungen mit der Herabsetzung bis zum Minimum des quadratischen Mittelverzerrungsrestes des Rezeptorenstromes zusammenfallen kann.

Auf Grund der durch digitale Simulation des mit Optimalfilter vorgesehenen Systems erhaltenen Ergebnisse zieht man die Schlußfolgerung daß der Optimalfilter eine durch die optimale Dämpfung des Verzerrungsbetriebes wirksame Verbesserung der Netzwerkfunktionerung zustandebringen kann.

Anhang

$A_{11} = -77{,}716$; $A_{21} = -14{,}745.10^{8}$; $A_{31} = -48{,}948.10^{10}$; $A_{41} = -65{,}250.10^{13}$; $A_{51} = -0{,}226$; $A_{61} = -5{,}494$; $A_{71} = -36{,}264$; $A_{12} = 0{,}021$; $A_{22} = -829{,}480$; $A_{32} = -28{,}805.10^{5}$; $A_{42} = -98{,}275.10^{7}$; $A_{52} = 0{,}294.10^{-5}$; $A_{62} = 0{,}331.10^{-3}$; $A_{72} = 0{,}672.10^{-2}$; $A_{15} = -44{,}230.10^{4}$; $A_{25} = 37{,}475.10^{7}$; $A_{35} = 13{,}014.10^{11}$; $A_{45} = 44{,}400.10^{13}$; $A_{55} = -1{,}328$; $A_{65} = -149{,}870$; $A_{75} = -30{,}404.10^{2}$; $C_{21} = 0{,}364.10^{-4}$; $C_{22} = -0{,}465.10^{-7}$; $C_{25} = 0{,}021$; $B_{11} = 61{,}914$; $B_{21} = 52{,}459.10^{3}$; $B_{31} = 18{,}217.10^{7}$; $B_{41} = 62{,}152.10^{11}$; $B_{51} = 0{,}224$; $B_{61} = 5{,}213$; $B_{71} = 30{,}562$; $B_{12} = 0{,}978$; $B_{22} = 829{,}489$; $B_{23} = 28{,}805.10^{5}$; $B_{24} = 98{,}275.10^{7}$; $B_{52} = -0{,}294.10^{-5}$; $B_{62} = -0{,}331.10^{-3}$; $B_{72} = -0{,}672.10^{-2}$; $B_{13} = 44{,}230.10^{4}$; $B_{23} = 37{,}475.10^{7}$; $B_{33} = 13{,}014.10^{11}$; $B_{43} = 44{,}400.10^{13}$; $B_{53} = 61{,}914$; $B_{63} = 69{,}841.10^{2}$; $B_{73} = 14{,}167.10^{4}$; $F_1 = 39{,}101.10^{2}$; $F_2 = 25{,}374.10^{5}$; $F_3 = 66{,}314.10^{6}$; $G_1 = 25{,}020$; $G_2 = 24{,}673.10^{5}$; $G_3 = 61{,}684.10^{6}$.

Eingegangen am 17. März 1978

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektroenergieanwendung und Regelungstechnik

LITERATURVERZEICHNIS

1. V o i c u M., *Über die Entwurfsvoraussetzungen der für die Dämpfung des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken bestimmten Resonanzfilter.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XX (XXIV)**, *3—4*, s. III, 83 (1975).
2. V o i c u M., *Verzerrungsbetrieb als stochastischer Prozess. Eine allgemeine äquivalente Schaltung des elektrischen industriellen Netzwerkes ; Unterlage des Verzerrungsbetriebes.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXII (XXVI)**, *3—4*, s. III, 45 (1976).
3. V o i c u M., *Analyse der inneren stochastische Störung, formelle Ursache des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken, mittels dynamisch statistischer Methoden.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXIII (XXVII)**, *3 — 4*, s. III, 53 (1977).
4. V o i c u M., *Digitale Simulation dcs Verzerrungsbetriebes von elektrischen industriellen Netzwerken als stoschastischer Prozess.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXIV (XXVIII)**, *1—2*, s. III (1978).
5. V o i c u M., S e b a s t i a n L., *Analyse des Verzerrungsbetriebes von industriell angewandten elektrischen Netzwerken mittels dynamisch statistischer Methoden.* ETZ—A, **95**, *6*, 310 — 315 (1974).
6. V o i c u M., *Asupra compensării optimale a regimului deformant din rețelele electrice industriale prin folosirea unor filtre W i e n e r autoadaptive.* Diss., TH Jassy, 1974.
7. C h a n g S. L., *Synthèse des systèmes de commande optimale.* Dunod, Paris, 1966.

8. F ö l l i n g e r O., *Optimierung dynamischer Systeme.* Vorlesung, Universität Karlsruhe, SS 1973.

9. L a v r e n t i e v M., L i s t e r n i k L., (aus russischem übersetzt). *Curs de calcul variațional.* Ed. Tehn., Buc., 1955.

10. W i e n e r N., *Extrapolation, Interpolation and Smothing of Stationary Time Series.* J. Willey and Sons, New York, 1949.

11. Șabac I., *Matematici speciale.* Vol. II, EDP., Buc., 1965.

12. L e e Y. W., *Statistical Theory of Communications.* J. Willey and Sons, New York, 1960.

FILTRE WIENER PENTRU COMPENSAREA OPTIMALĂ A REGIMULUI DEFORMANT DIN REȚELELE ELECTRICE INDUSTRIALE

(Rezumat)

Se prezintă soluția problemei sintezei unor filtre W i e n e r pentru compensarea optimală a regimului deformant din rețelele electrice industriale. Pentru un exemplu de rețea electrică industrială, prezentat într-o lucrare anterioară, se proiectează un filtru W i e n e r și se simulează cifric funcționarea sistemului optimal obținut.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621–567

NEUE ERGEBNISSE IM BEREICH DER ELEKTRISCHEN PERIODISCHEN STOSSANTRIEBE

VON

CAROL SAAL

1. Einleitung

Die meisten verschiedenen bekannten Methoden für die Berechnung der elektrischen Antriebe mit periodischen Belastungsstößen, (s. [1] ... [3]), verlangen die Kenntnis der Stoßform oder erlauben nicht die Prüfung der mechanischen Beanspruchung des Motors. Die energetische Seite, vom Standspunkt der Verluste gesehen, ist andererseits auch vernachlässigt.

In dieser Arbeit, wo leider der Raum ein Vergleich zwischen den bekannten Methoden des Berechnungsverfahrens solcher Antriebssysteme verbietet, sind neue Ergebnisse gegeben worden, im Bereich der elektrischen periodischen Stoßantriebe.

2. Angenommene Voraussetzungen

Man nimmt an daß der elektrische Antriebsmotor asynchron sei. Die Spieldauer T der periodischen reaktiven Belastung soll nur eine kurzzeitige Belastungszeit T_B enthalten ($T_B \ll T$). Der Motor bleibt immer am Netz angeschlossen ; sein elektromagnetisches Drehmoment in der Leerlaufzeit T_L (Abb. 1) sei vernachlässigbar klein in Beziehung auf das

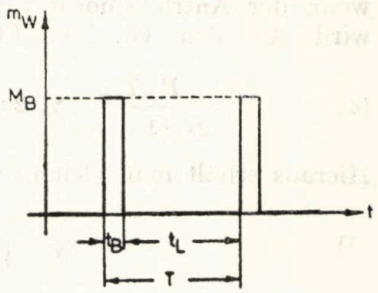


Abb. 1. — Eine mögliche Belastungskennlinie : T — Spieldauer ; t_B — Belastungszeit ; t_L — Leerlaufzeit ($T = t_B + t_L$; $t_B \ll T$).

Stoßwiderstandsmoment. Die Betriebsart des Motors soll nicht stationär sein und die Form des Stoßwiderstandsmomentes sei praktisch beliebig. Endlich, das Trägheitmoment J des Antriebssystems sei konstant.

3. Nötiger Nennschlupf des Antriebsmotors

Die im nichtstationären Betrieb des elektrischen Motors durch die stromabhängige Verluste der Läuferwicklung verursachte Wärme in einem Lastspiel beträgt

$$(1) \qquad Q = \int_0^T p_{Cu2}\, dt \approx \Omega_s \int_{t_B}^{T} ms\, dt = -J\Omega_s^2 \int_{s_M}^{s_m} s\, ds =$$

$$= E_{kM}(s_M^2 - s_m^2) = E_{kM} S_+ (2s_M - S_+),$$

wobei: $E_{kM} = J\Omega_s^2/2$ – die theoretische maximale kinetische Energie, die in den bewegenden Drehteile des Antriebssystems enthalten werden kann; $S_+ = s_M + s_m$; Ω_s – die synchrone Winkelgeschwindigkeit. Hier sind s_M, s_m die Schlupfwerte am Ende, respektive am Anfang des Laststoßes.

Die obige Wärme Q kann man durch E_{kM} normieren:

$$(1') \qquad Q_* = \frac{Q}{E_{kM}} = s_M^2 - s_m^2 = S_+ (2s_M - S_+).$$

Die Größe E_{kM} erhält ohne Schwierigkeit den Ausdruck

$$(2) \qquad E_{kM} = \frac{P_N T_{em}}{2s_N(1 - s_N)},$$

mit: $P_N = M_N \Omega_N$ – die mechanische nützliche Nennleistung; T_{em} – die elektromechanische Zeitkonstante; $T_{em} = J\Omega_s s_N / M_N$; s_N – der Nennschlupf des Antriebsmotors.

Andererseits kann man aber gleich schreiben

$$(3) \qquad \int_0^T ms\, dt = M_N s_N T,$$

wenn der Antriebsmotor richtig vom thermischen Standspunkt gewählt wird. Aus den Gl. (1) ... (3) bekommt man

$$(4) \qquad \frac{P_N T_{em}}{2s_N(1 - s_N)} S_+(2s_M - S_+) = \Omega_s M_N s_N T = \frac{P_N s_N T}{1 - s_N}.$$

Hieraus erhält man gleich der nötige Nennschlupf des Motors:

$$(5) \qquad s_N = \sqrt{\frac{2Q_*}{T_*}} = \sqrt{\frac{2\Delta E_{k*}}{(1 + 2/S_+)T_*}},$$

wobei

$$(6) \qquad T_* = \frac{T}{T_{em}}, \qquad (7) \qquad \Delta E_{k*} = \frac{\Delta E_k}{E_{kM}} = (2s_M - S_+)(2 + S_+);$$

hier ist ΔE_{k*} die durch E_{kM} normierte kinetische Energie, die während des Laststoßes von den bewegenden Drehteile an der Arbeitsmaschine gegeben wird.

4. Überlastbarkeit

Neben der thermischen Beanspruchung ist bei der Dimensionierung des Antriebsmotors die Drehmomentbelastung zu überprüfen. Im Allgemeinen soll das Verhältnis des maximal erscheinenden elektromagnetischen Drehmoment M_M zum Nennmoment M_N, also

$$M_{M*} = \frac{M_M}{M_N}, \tag{8}$$

nicht ein gewisses Wert überschreiten (zum Beispiel 0,85 λ, mit $\lambda = M_k/M_N$; M_k — das Kippmoment). Für jene asynchronen Motoren die $R_1/R_2' \ll 1$ haben, ist das elektromagnetische Moment

$$m = \frac{2M_k}{s/s_k + s_k/s}. \tag{9}$$

Indem schreibt man $M_M = m\,(s_M)$ und $M_N = m(s_N)$, durch die Teilung dieser so bekommenen Werte erhält man

$$s_M = \frac{s_k}{M_{M*}}\,(\lambda - \sqrt{\lambda^2 - M_{M*}^2}). \tag{10}$$

Die Gl. (10) gibt das nötige Schlupfwert s_M, für bekanntes λ und ein vorausbestimmtes M_{M*}. Aus Gl. (9) kann man auch S_+ berechnen :

$$S_+ = s_M - 1 + \sqrt{(1 + s_M)^2 - \Delta E_{k*}}. \tag{11}$$

Man muß auch

$$s_M \geqslant \sqrt{\Delta E_{k*} + 1} - 1 \tag{12}$$

haben, um nicht ein negatives Wert für den Schlupf am Anfang des Belastungsstoßes zu bekommen.

5. Die elektromechanische Zeitkonstante und das Trägheitsmoment

Aus der Bewegungsgleichung

$$m = m_w + J\frac{d\Omega}{dt} = m_w - J\Omega_s\frac{ds}{dt} \tag{13}$$

kann man die differentiale Zeit dt herausnehmen und dann m durch den Ausdruck (9) ersetzen. In der Zeitabschnitt $t \in (t_B, T)$ hat man zusätzlich $m_w = 0$; nach der Integrierung bekommt man

$$(14)\qquad \tau_k = -\frac{s_M^2 - s_m^2}{4s_k^2} + \frac{1}{2}\ln\left(\frac{s_M}{s_m}\right) = \frac{S_+(2s_M - S_+)}{4s_k^2} + \frac{1}{2}\ln\left(\frac{s_M}{S_+ - s_M}\right).$$

Hier hat man

$$(15)\qquad \tau_k = \frac{T - t_B}{T_k};\quad T_k = \frac{J\Omega_s s_k}{M_k} = \frac{s_k T_{em}}{\lambda s_N}.$$

Wenn einmal S_+ bekannt ist, zum Beispiel aus Gl. (11), kann man dann aus Gl. (14) τ_k bestimmen.

Aus Gl. (14) und (15) erhält man zusätzlicherweise das nötige Trägheitsmoment

$$(16)\qquad J = \frac{4\lambda P_N(T - t_B)}{\Omega_s^2 \tau_k(1 - s_N)s_k} = \frac{4\lambda p^2 P_N (T - t_B)}{10^4\pi^2\tau_k(1 - s_N)\, s_k},$$

weil für $f = 50$ Hz, $\Omega_s = 100\pi/p$ rad/s (p — Nummer der Polpaare).

6. Beschreibende Koeffiziente

Unter mehreren möglichen Antriebslösungen kann man besser beurteilen, indem man die Abhängigkeiten $\Delta E_{k*}(S_+)$, $s_N(S_+)$, $Q_*(S_+)$ berechnet. Man sieht gleich daß die Größe S_+ nur zwischen s_M und $2\,s_M$ sich verändern kann. Im Abb. 2 wurden diese Kurven dargestellt.

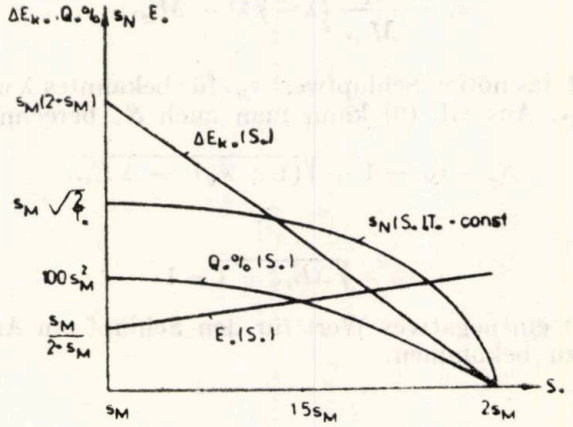


Abb. 2.—Die Kurven $\Delta E_{k*} = (2s_M - S_+)(2 + S_+)$; $Q_* = S_+(2s_M - S_+)$; $s_N = \sqrt{2Q_*/T_*}$ (man hat $T_* = 1$ angenommen); $E_* = Q_*/\Delta E_{k*} = S_+/(2 + S_+)$ (verschiedene Maßstäbe in der Ordinate; die Rechnungen sind mit $s_M = 0{,}17$ durchgeführt worden).

Ein interessantes beschreibendes Koeffizient ist

$$(17)\qquad E_* = \frac{Q_*}{\Delta E_{k*}} = \frac{S_+}{2 + S_+}.$$

Je kleiner E_* ist, desto kleiner die stromabhängige Verluste in einem Lastspiel, im Bezug auf die Energieeinheit vom Schwunggrad während des Laststoßes abgegebene kinetische Energie sein wird. Mit anderen Worten, die verschiedenen möglichen Antriebslösungen sollen ein E_* minimal haben.

7. Schlußfolgerungen

Im Falle der elektrischen mit Asynchronmotoren versehenen Antriebssystemen, die periodisch mit sehr kurzen Belastungsstößen arbeiten, hat man eine neue Formel für den nötigen Nennschlupf des Motors aus thermischen Standspunkt gefunden. Mit der Hilfe dimensionsloser Koeffiziente kann man unter mehreren Antriebslösungen beurteilen. Man kann also einen neuen Berechnungsvorgang benützen ; im Vergleich mit anderen älteren Methoden, das neue Berechnungsverfahren bietet gewisse Vorteile an (darunter die Möglichkeit der mechanischen Überprüfung des Motors, beschreibende energetische Koeffiziente). Eine Grundgröße der vorgeschlagenen Methode ist die Summe der Schlupfwerte am Anfang und am Ende des Laststoßes.

Eingegangen am 15. Januar 1978

Universität, Braşov,
Lehrstuhl für elektrische Antriebe

LITERATURVERZEICHNIS

1. Boţan N. V., Saal C., *Acţionarea electrică a mecanismelor cu volant.* Ed. Tehn., Buc. 1967.
2. Braşovan M., Seracin E., *Metode noi de proiectare a acţionărilor electrice.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1968.
3. Fransua Al., Saal C,. Ţopa I., *Acţionări electrice.* EDP, Buc., 1975.

REZULTATE NOI ÎN DOMENIUL ACŢIONĂRILOR ELECTRICE CU ŞOCURI PERIODICE

(Rezumat)

Se obţin, în lucrare, o expresie inedită pentru alunecarea nominală necesară motorului asincron de acţionare din cadrul sistemelor de acţionare cu şocuri scurte şi periodice de sarcină, ca şi coeficienţi adimensionali care pot fi utilizaţi în aprecierea diferitelor soluţii posibile de acţionare. Metoda nu necesită cunoaşterea formei reale a şocului de sarcină, permiţînd verificarea motorului la suprasarcină mecanică.

Se ajunge la rezultate care permit compararea, din punct de vedere al pierderilor de energie din motor, a variantelor funcţionale posibile. Este schiţată de asemenea metodica necesară de calcul.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.3.012.2

EINE PRAKTISCHE METHODE ZUR BESTIMMUNG DES STROMDIAGRAMMS DER DREIPHASEN — ASYNCHRONMASCHINE*)

VON

AL. SIMION

1. Vorwort

Es ist bekannt, welche Bedeutung das Stromdiagramm (des Kreises) der Dreiphasen-Asynchronmaschine für die Vorbestimmung der Betriebscharakteristiken der Maschine hat, was zu verschiedenen graphischen Konstruktionsvarianten dieses Diagramms führte. Gesetzt den Fall, daß die Entwurfsparameter der Maschine unbekannt sind, kann dieses Diagramm mittels experimenteller, durch Prüfungen der Maschine auf dem Gestell erzielter Daten aufgezeichnet werden. Es gibt mehrere Aufzeichnungsvarianten des Stromdiagramms, unter welchen die „exakte", von K o s t e n k o [1] vorgeschlagene und auch von G u b e n k o [2] analysierte die am häufigsten gebrauchte ist.

Im folgenden werden wir, angenommen, daß die Hypothesen aus [1] gültig sind, die praktische Bestimmungsweise des „exakten" Diagramms nach der von K o s t e n k o vorgeschlagenen Methode darlegen und danach eine neue Methode rechtfertigen, welche einige Vorteile aufweist. Zuerst betrachten wir den Fall der Dreiphasen-Asynchronmaschine mit bewickeltem Läufer, um dann nachher zu zeigen, wie diese Methode auch beim Kurzschlußläufer angewendet wird.

2. Die praktische Bestimmung des exakten Kreisdiagramms

Zwecks praktischer Bestimmung des Primärstromdiagramms der Maschine mit bewickeltem Läufer wird folgendermaßen vorgegangen:

a) Es werden die Phasenwiderstände der Primär- und Sekundärwicklungen der Maschine gemessen, r_1 beziehungsweise r_2.

b) Man führt den Leerlaufversuch mit offenem Sekundärkreis (unbeweglicher Läufer) durch, wobei die Primärspannung ($U_1 = U_{1N}$) und die Sekundärspannung gemessen werden und das Transformationsverhältnis $K = U_{1N}/U_{20}$ erzielt wird.

*) Mitgeteilt an der wissenschaftlichen Tagung der Technischen Hochschule Cluj-Napoca, den 22 - 23. Februar 1974.

c) Es wird ein reeller Leerlaufversuch durchgeführt, indem die Maschine mit der Nennspannung U_{1N} gespeist wird und die entnommene Leistung P_{10}, der Primärphasenstrom I_{10} und der Leistungsfaktor $\cos\varphi_{10}$ gemessen werden.

d) Die Maschine wird im Leerlauf mit variabler, zwischen den Grenzen $U_1 = (1 \dots 0{,}2)\, U_{1N}$ abfallender Spannung gespeist, wobei $p_{Fe} + p_m = P_{10} - p_{j10}$ in Abhängigkeit von der Spannung aufgezeichnet wird, um die mechanischen Verluste p_m von den Eisenverlusten p_{Fe} zu trennen ($p_{j10} = 3\, r_1 I_{10}^2$ stellt die Joul everluste in der Primärwicklung dar).

e) Man führt den Kurzschlußversuch durch, indem die Maschine mit variabler Spannung zwischen den Grenzen $(0 \dots 0{,}25)\, U_{1N}$ gespeist wird, I_{1sc}, P_{1sc}, $\cos\varphi_{1sc}$ gemessen werden und der Strom I_{1scN} durch Extrapolation, entsprechend der Nennspannung, berechnet wird.

Mit diesen Daten wird das Stromdiagram, wie folgt, aufgezeichnet: In der Ebene der komplexen Zahlen (I, U), $\underline{U}$ wird auf der Ordonatenachse der Endpunkt des Stromes $\underline{I}_{10}$ festgelegt, es sei P_0' dieser Punkt (Abb. 3). Parallel zur Ordonatenachse wird das Segment $P_0'P_0 = I_m$ herabgelassen, I_m ist der Strom, der den beim Versuch von Punkt d) bestimmten mechanischen Verlusten p_m entspricht, P_0 stellt den Endpunkt des Stromes beim idealen Leerlauf (dem Schlupf $s = 0$ entsprechend) dar. Es wird der Endpunkt des Stromes $\underline{I}_{1scN}$ aufgezeichnet, dem Schlupf $s = 1$ entsprechend; es sei P_1 dieser Punkt. Man konstruiert durch den Punkt P_0' eine zur Abszissenachse in trigonometrischem Sinne positiv geneigte Gerade (D) mit dem Winkel 2γ, der mit Hilfe der Beziehung:

$$2\gamma = \operatorname{arctg} \frac{2r_1 I_{10}}{U_{1N}} \tag{1}$$

erzielt wurde. Man zeichnet die Mittelsenkrechte des Segmentes $P_0 P_1$ auf, welche die Gerade (D) im Punkt O schneidet. Mit dem Mittelpunkt in O und dem Halbmesser OP_0 wird der Kreis des Primärstroms konstruiert.

Diese Methode macht den Gebrauch einer zwischen den Grenzen $0 \dots U_{1N}$ einstellbare Spannungsquelle notwendig, welche für den Kurzschlußversuch einen dem Nennstrom wenigstens gleichen Strom liefern soll (normalerweise erfolgt der Kurzschlußversuch bis zu einem dem Doppelten des Nennstroms gleichen Strom). Außerdem beeinflussen die beim Festlegen des Punktes P_0 auftretenden Fehler die Bestimmung des Kreismittelpunktes O und somit auch die Kreisstellung.

3. Eine neue praktische Methode zur Bestimmung des Kreisdiagramms

Die vorgeschlagene Methode benötigt den Gebrauch einer einstellbaren Spannungsquelle nicht; die unter den Punkten d) und e) angeführten Versuche werden durch einen praktisch viel einfacher durchzuführenden Versuch ersetzt, und zwar: f) Der Leerlaufversuch mit zweiphasiger Speisung, die durch Unterbrechung einer Zufuhrphase der Maschine beim Versuch von Punkte) erzielt wird.

Dieser Versuch soll ausführlich untersucht werden.

Man geht von der in Abb. 1 [3] dargestellten Ersatzschaltung de) Maschine mit zweiphasiger Speisung (Unterbrechung einer Zufuhrphaser aus, wo r_1, x_1, r_2', x_2', r_m und x_m die Widerstände, bzw. die Reaktanzen der Primärwicklung, der auf die Primärwicklung bezogenen Sekundärwicklung, sowie auch des Magnetisierungskreises sind ; U stellt die Leitungsspannung dar und $\underline{I}_{1b}$ den von der Maschine bei diesem Betrieb aufgenommenen Strom.

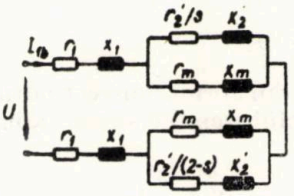


Abb. 1. — Die Ersatzschaltung der Dreiphasen-Asynchronmaschine mit zweiphasiger Speisung.

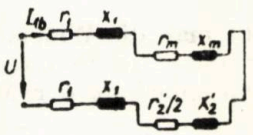


Abb. 2.—Die vereinfachte Ersatzschaltung der Dreiphasen-Asynchronmaschine mit zweiphasiger Speisung.

Angenommen (ohne einen großen Fehler zu begehen), daß die Maschine bei einem in der Nähe von Null liegenden Schlupf arbeitet, wird die Ersatzschaltung aus Abb. 1 wie diejenige aus Abb. 2 [5].

Demnach ist die Reaktanz der Maschine bei diesem Versuch :

$$x_{1b} = x_1 + x_m + x_1 + x_2'. \tag{2}$$

Man weiss, daß die Reaktanz der Maschine beim Kurzschlußversuch folgende ist :

$$x_{sc} = x_1 + x_2' \tag{3}$$

und beim Leerlaufversuch mit dreiphasiger Speisung ($s \approx 0$)

$$x_0 = x_1 + x_m. \tag{4}$$

Aus [4] ist bekannt, daß sich der Mittelpunkt des Kreises auf einer durch den Koordinatenanfangspunkt gehenden Geraden befindet, die zur Abszissenachse in trigonometrischem Sinne positiv mit dem von der angenäherten Relation (17'') beschriebenen Winkel β geneigt ist, also :

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{2r_1}{x_m + x_1 + x_1 + x_2'} \tag{5}$$

Aus dem Leerlaufversuch mit zweiphasiger Speisung, während der absorbierte Strom I_{1b} und die absorbierte Leistung P_{1b} abgelesen werden, kann man folgern :

$$Z_{1b} = \frac{U_{1N}}{I_{1b}}, \quad \cos \varphi_{1b} = \frac{P_{1b}}{U_{1b} I_{1b}}, \quad x_{1b} = Z_{1b} \sin \varphi_{1b}, \tag{6}$$

bzw. die Impedanz, der Leistungsfaktor und die Reaktanz der Maschine in diesem Betrieb.

Gestützt auf das oben Gesagte, können wir nun die Aufzeichnungsmethode des Stromdiagramms darlegen, und zwar:

Es wird der Endpunkt des Stromes I_{10} von Leerlaufversuch c) konstruiert, es sei P_0' dieser Punkt (ein Punkt des Kreises).

Es wird die Differenz zwischen den bei den Leerlaufversuchen mit zweiphasiger Speisung f) und mit dreiphasiger Speisung c) erzielten Reaktanzen der Maschine durchgeführt. Diese Differenz stellt gerade die Kurzschlußreaktanz dar, wie aus den Beziehungen (2) und (4) zu sehen ist:

$$x_{1b} - x_0 = x_1 + x_2' = x_{sc}. \tag{7}$$

Mißt man die Widerstände und das Transformationsverhältnis während der unter den Punkten a) und b) angeführten Versuche, können die Kurzschlußimpedanz der Maschine:

$$Z_{sc} = \sqrt{r_{sc}^2 + x_{sc}^2}, \quad \text{wo} \quad r_{sc} = r_1 + K^2 r_2, \tag{8}$$

der Leistungsfaktor:

$$\cos \varphi_{sc} = \frac{r_{sc}}{Z_{sc}}, \tag{9}$$

und der Kurzschlußnennstrom:

$$I_{1scN} = \frac{U_{1N}}{Z_{sc}}, \tag{10}$$

aufgefunden werden.

Demnach kann man den Endpunkt des Kurzschlußnennstroms P_1 (einen anderen Punkt des Kreises) erzielen.

Man berechnet den Winkel β nach der Beziehung:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{2r_1}{x_{1b}} \tag{11}$$

und bestimmt auf diese Weise die Gerade (D'), auf welcher der Kreismittelpunkt liegt.

Es wird nun die Mittelsenkrechte des Segments $P_0'P_1'$ konstruiert, an ihrem Schnitt mit der Geraden (D') befindet sich der Kreismittelpunkt O', und so ist der Kreis bestimmt worden.

4. Experimentelle Ergebnisse

Diese Methode wurde beim Aufzeichnen des Kreisdiagramms für mehrere Dreiphasen-Asynchronmotoren MT - 15, MT - 5, M - 2 angewendet im Vergleich zu der unter § 2 dargestellten Methode.

Im folgenden werden wir die bei den am Motor MT - 15 durchgeführten Versuchen erzielten Ergebnisse darlegen. Der Motor wurde von den Metz-Werken erzeugt und weist folgende nominelle Daten auf:

$$P_N = 15 \text{ KW}, \; n_N = 1\,460 \text{ U/Min}, \; U_N = 380 \text{ V}.$$

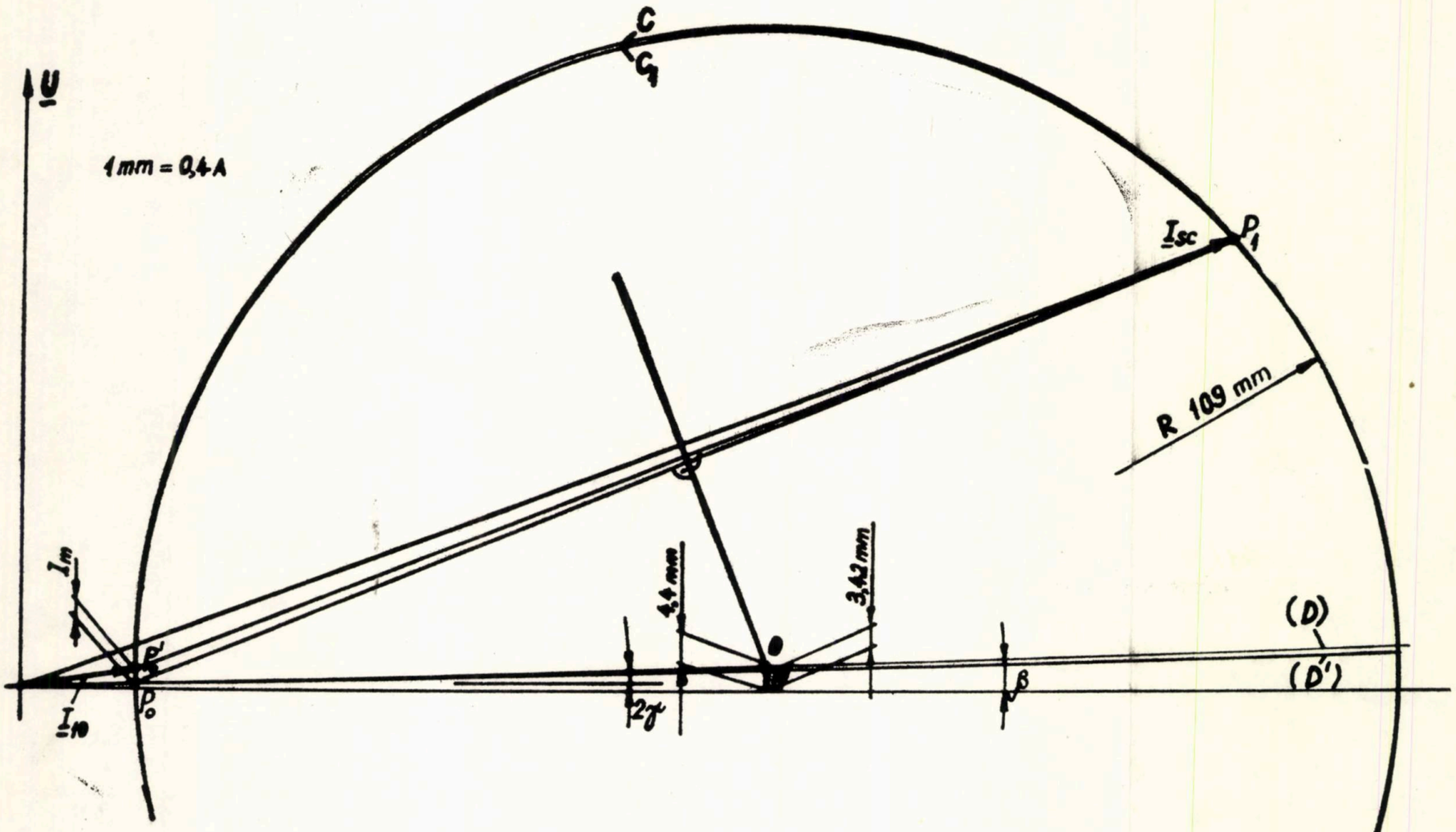


Abb. 8. — Das Kreisdiagramm der Dreiphasen-Asynchronmaschine MT-15; der Kreis *C* ist nach der von Kostenko erarbeiteten Methode aufgezeichnet, der Kreis C' nach der vom Verfasser vorgeschlagenen Methode.

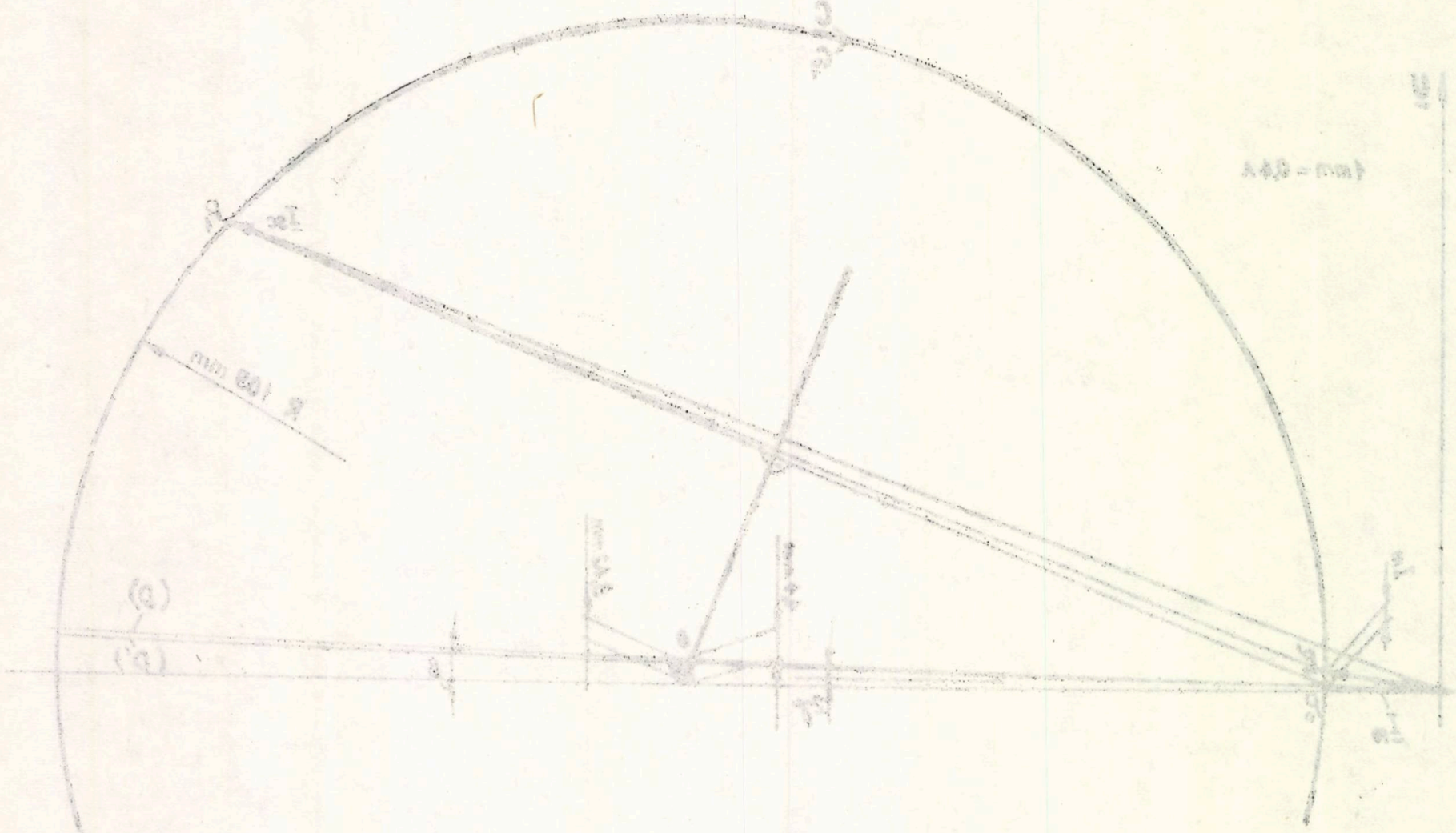


Abb. 9. — Das Kreisdiagramm der linkslaufenden Asynchronmaschine (L'-Ort) für Kreis C mit Hilfe der von Sc o t t angegebenen graphischen Methode aufgezeichnet, die Kreis C' nach der von Heyland vorgeschlagenen Methode.

Demnach :

a) $r_1 = 0{,}38\ \Omega$, $r_2 = 0{,}067\ \Omega$; b) $K = 3{,}71$; c) $I_{1_0} = 8{,}1$ A, $P_{1_0} = 888$ W, $\cos \varphi_{1_0} = 0{,}17$, $Z_0 = 26{,}6\ \Omega$, $x_0 = 26{,}2\ \Omega$; d) $p_m = 540$ W, $I_m = 0{,}84$ A ; e) $I_{sc} = 89$ A, $Z_{sc} = 2{,}42\ \Omega$, $\cos \varphi_{sc} = 0{,}364$, $r_{sc} = 0{,}88\ \Omega$, $x_{sc} = 2{,}26\ \Omega$; f) $I_{1b} = 12{,}5$ A, $Z_{1_b} = 29{,}4\ \Omega$, $\cos \varphi_1 = 0{,}247$, $x_{1b} = 28{,}5\ \Omega$; $\operatorname{tg} 2\gamma = 0{,}0286$, $\operatorname{tg} \beta = 0{,}02665$.

Abb. 3 zeigt die beiden Kreise, die durch die Methode von § 2 — der Kreis C mit dem Mittelpunkt O — und durch die Methode von § 3 — der Kreis C' mit dem Mittelpunkt O' — erzielt wurden.

Man beobachtet also einen kleinen Abstand zwischen den beiden Mittelpunkten OO' (O liegt oberhalb von O'), welcher ungefähr 0,9% vom Kreishalbmesser darstellt.

Wie in [4] gezeigt wurde, ist die genaue Lage des Kreismittelpunktes O_0' um ungefähr 1,2% vom Kreishalbmesser der realen Achse zu verschoben im Vergleich zu dem nach der Methode von § 2 bestimmten Kreismittelpunkt. Demnach weist die Stellung des Mittelpunktes O' einen geringeren Fehler auf als die Stellung von O, da der Punkt O' zwischen O und O_0' liegt.

Diese Methode kann auch bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlußläufer angewendet werden. In diesem Falle sind die unter den Punkten a), c), e) und f) angeführten Versuche notwendig. Mit den bei diesen Versuchen erzielten Daten gehen wir folgendermaßen vor : Man konstruiert die Endpunkte der bei den Versuchen c) und e) erzielten Ströme I_{1_0} und I_{sc}, diese Punkte sind zwei Punkte des Kreises ; man berechnet $\operatorname{tg} \beta$ nach der Beziehung (11), wo x_{1b} die Maschinenreaktanz beim Leerlaufversuch mit zweiphasiger Speisung f) darstellt, während r_1 aus dem Versuch a) erhalten wird ; auf diese Weise bestimmt man also die Gerade, auf der sich der Kreismittelpunkt befindet, was dann die Konstruktion des Kreises ermöglicht.

5. Schlußfolgerungen

Es wird eine Methode zur Bestimmung des Kreisdiagramms der Asynchronmaschine mit bewickeltem Läufer auf Grund folgender Prüfungen der Maschine gerechtfertigt : Messen der Widerstände der Primär- und Sekundärwicklungen, sowie auch des Transformationsverhältnisses, reeller Leerlaufversuch mit dreiphasiger Speisung und dann derselbe Betrieb mit zweiphasiger Speisung (diese Betriebsart wird durch Unterbrechung einer Phase des Speisenetzes erzielt).

Die Methode ist dadurch vorteilhaft, daß sie, erstens, keine einstellbaren Spannungsquellen benützt und daß sie, zweitens, die Maschine einfacher Versuche unterwirft.

Die Genauigkeit der Methode ist größer als diejenige der unter § 2 angeführten Methode.

Diese Methode kann auch bei den Asynchronmaschinen mit Kurzschlußläufer angewendet werden, wobei allerdings der Kurzschlußversuch der Maschine notwendig ist.

Eingegangen am 30. Juni 1978

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl fur Elektrotechnik, elektrische Messungen und Maschinen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Костенко М. П., *Электрические машины. Специальная части.* ГЭИ, М.-Л., 1949, гл. XIV, XVI.
2. Губенко Т. П., *Геометрические места токоб индукционных машин.* Изд. Львовского Университета, 1960.
3. Dordea T., *Maşini electrice.* Ed. Tehn., Buc., 1970.
4. Simion Al., *Asupra determinării exacte a diagramei cercului maşinii asincrone.* Electrotehnica, **19**, *8*, 305 — 309 (1971).
5. Simion Al., *Über eine Konstruktionsmethode des Stromdiagramms der Einphasen—Asynchronmaschine.* Bul. Inst. polit. Iaşi, **XIX (XXIII)**, *3—4*, s. III, 105—115 (1973).

O METODĂ PRACTICĂ DE DETERMINARE A DIAGRAMEI CURENTULUI MAŞINII ASINCRONE TRIFAZATE

(Rezumat)

Se propune o metodă de determinare a diagramei cercului maşinii asincrone trifazate cu rotor bobinat pe baza următoarelor încercări ale maşinii: măsurarea rezistenţelor înfăşurărilor primară şi secundară, încercarea ca transformator în gol, încercarea ca motor la mers în gol, real, alimentat la reţea trifazată şi în sfîrşit încercarea în acelaşi regim dar cu o fază de alimentare întreruptă, în bifazat.

Se aplică această metodă la un caz concret şi se arată cum poate fi utilizată metoda şi la maşinile asincrone cu rotor în scurtcircuit.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.313.27

ASUPRA UNEI METODE DE STUDIU A CARACTERISTICILOR DE FUNCȚIONARE ÎN REGIM STATIC ȘI DINAMIC ALE MAȘINII CU REPULSIE CU COMUTAȚIE STATICĂ COMANDATĂ PE O ALTERNANȚĂ

DE

SILVIU HARGHEL și EMIL TEODORU

1. Introducere

După cum s-a arătat în lucrările [3] și [4], pentru a se studia regimurile tranzitorii și caracteristicile de funcționare în regim static ale mașinii cu repulsie clasice sau cu comutație statică, este comod să se folosească metode numerice, pentru calcule utilizîndu-se un calculator cifric.

În lucrările amintite s-a propus metoda ce poate fi folosită pentru orice tip de mașină cu repulsie și s-au prezentat unele rezultate privind mașina clasică și cea cu comutație statică comandată pe ambele alternanțe (similară celei clasice).

În lucrarea de față se prezintă particularitățile metodei pentru studiul mașinii cu comutație statică cu comandă pe o alternanță și rezultatele obținute pe calculator.

2. Ecuații ; rezolvarea pe calculator

În fig. 1 se prezintă schema de principiu a mașinii.

Pornind de la ecuațiile celor două circuite, scrise în cazul neglijării căderilor de tensiune pe elementele de comutație statică, la care se adaugă ecuația de mișcare, se obține sistemul [3], [4] :

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{L_2 (u_1 - R_1 i_1) - M \cos \alpha \, (M \sin \alpha . \Omega i_1 - R_2 i_2)}{L_1 L_2 - M^2 \cos^2 \alpha},$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{L_1 (M \sin \alpha . \Omega \, i_1 - R_2 \, i_2) - M \cos \alpha \, (u_1 - R_1 \, i_1)}{L_1 \, L_2 - M^2 \cos^2 \alpha,}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{- M i_1 \, i_2 \sin \alpha - c_R}{J}.$$

În scrierea sistemului s-a considerat inductivitatea mutuală de forma $m = M \cos \alpha$, M fiind calculat din primul termen al dezvoltării în serie Fourier, modul detaliat de calcul fiind prezentat în [3].

Pentru rezolvarea sistemului se folosește metoda M e r s o n plecînd de la condițiile inițiale $u_1 = u_1(0) = 0$, $i_1 = i_{1p}(0)$, $i_2 = i_{2p}(0)$, $\Omega = 0$; i_{1p} și i_{2p} s-au calculat cu relațiile date în [2].

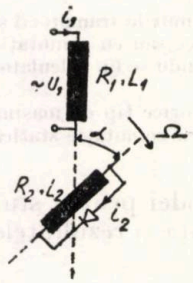


Fig. 1

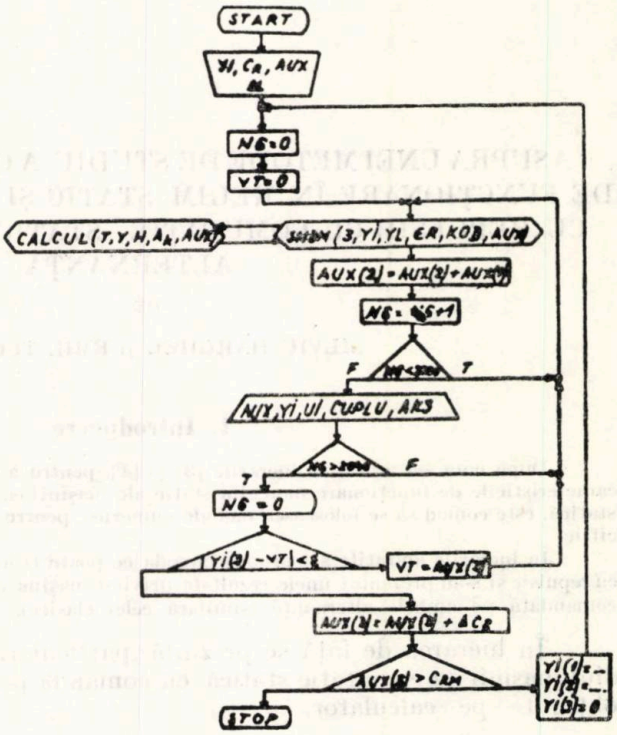


Fig. 2

În fig. 2 se prezintă schema logică a programului folosit în vederea rezolvării pe calculator. Amănunte privind structura schemei au fost date în lucrările [3] și [4]; aici se va adăuga faptul că în vederea obținerii caracteristicii ideale pentru elementele semiconductoare comandate s-a introdus un bloc suplimentar de instrucțiuni în subrutina CALCUL.

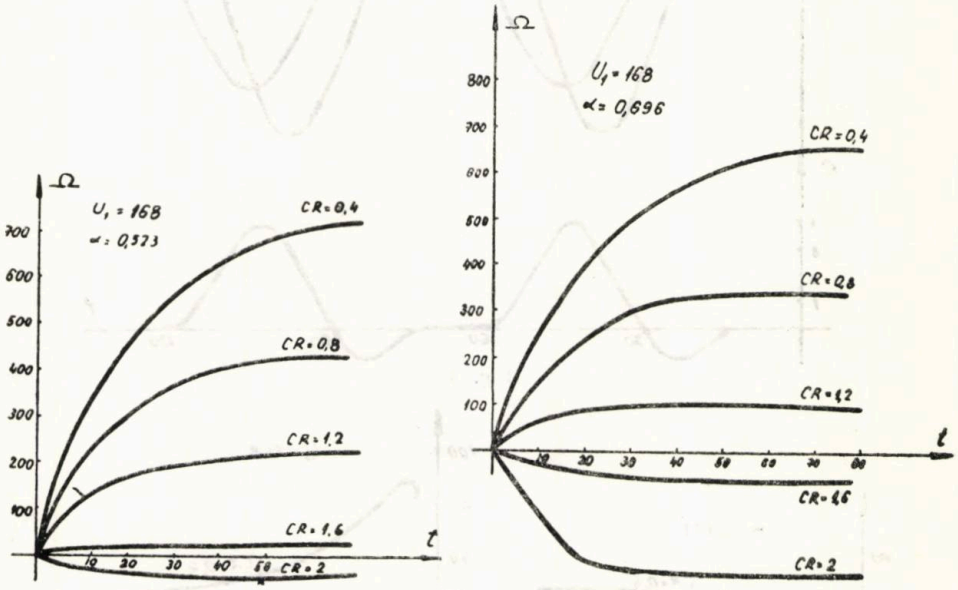
Pentru a putea trage concluzii privind funcționarea mașinii, comparativ cu mașina clasică, s-a considerat o mașină cu aceiași parametri constructivi și aceleași condiții privind tensiunea de alimentare, valorile cuplurilor rezistente (C_R) și ale unghiurilor de decalare a axei periilor (α).

3. Rezultate; concluzii

Programul a fost întocmit pentru studiul regimurilor tranzitorii de pornire ale mașinii, calculul fiind întrerupt la atingerea mărimilor de regim permanent. În fig. 3 *a* și 3 *b* sînt reprezentate, spre exemplificare, caracteristicile de variație ale vitezei în funcție de timp pentru diverse tensiuni de

alimentare și unghiul α constant (fig. 3 *a*) și pentru mai multe valori ale unghiului α și tensiunea de alimentare constantă (fig. 3 *b*).

Rezultatele calculelor permit urmărirea valorilor tuturor parametrilor principali ce descriu funcționarea mașinii, în orice moment al regimului tranzitoriu sau în regim permanent. În reprezentările grafice s-au utilizat unitățile sistemului internațional. În fig. 4 s-a reprezentat modul de variație în timp a tensiunii de alimentare, a celor doi curenți și a cuplului electromagnetic. Momentul ales a fost fixat la atingerea regimului permanent. Astfel de reprezentări se pot obține pentru orice valoare a tensiunii, unghiului α sau a cuplului rezistent, în orice moment al funcționării mașinii.



a Fig. 3 *b*

Plecînd de la un număr mai mare de reprezentări de tipul celor reprezentate în fig. 3 se pot deduce caracteristicile care descriu dependența constantei de timp a regimului tranzitoriu de pornire de tensiunea de alimentare a mașinei, u_1 (fig. 5 *a*) sau de unghiul α (fig. 5 *b*), pentru diverse valori ale cuplului rezistent, C_R, constante.

De asemenea se poate reprezenta dependența aceleiași constante de timp în funcție de cuplul rezistent, la diverse valori constante ale tensiunii de alimentare (fig. 6 *b*) sau ale unghiului α (fig. 6 *a*).

În fine plecînd de la aceleași reprezentări din fig. 3 se pot deduce caracteristicile mecanice ale mașinii pentru diverse tensiuni de alimentare și unghiul α constant (fig. 7 *b*) sau pentru diverse unghiuri α și tensiunea de alimentare constantă (fig. 7 *b*).

Toate caracteristicile prezentate s-au obținut direct pe baza datelor furnizate de calculator. Prin efectuarea unor calcule suplimentare și a interpretării lor se pot deduce și alte mărimi care interesează în studiul funcțio-

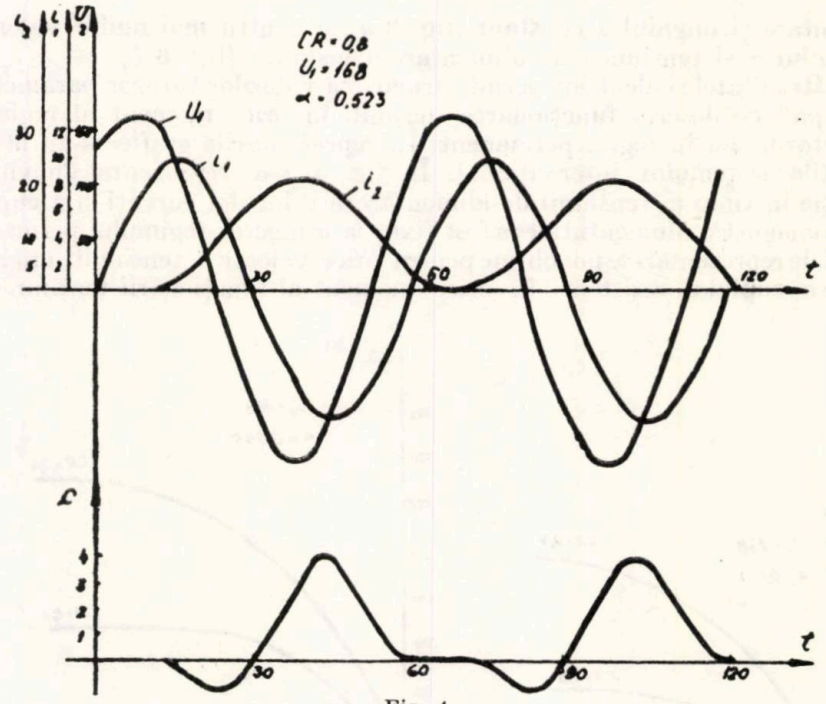
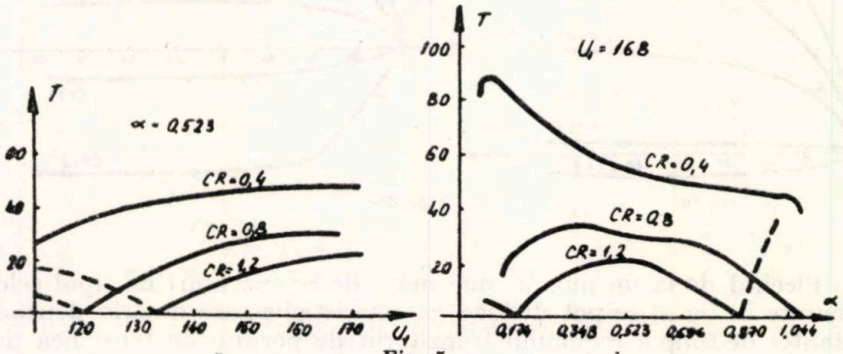
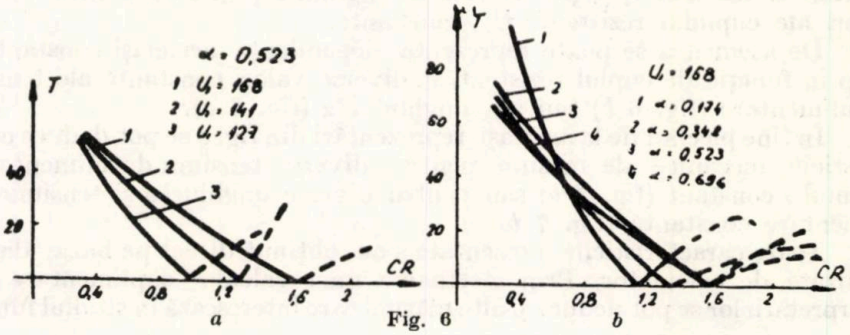


Fig. 4



a Fig. 5 b



a Fig. 6 b

nării mașinii în diverse condiții, cum ar fi defazaje, pierderi sau putere reactivă.

Din compararea rezultatelor obținute pentru mașina cu comutație statică comandată pe o alternanță cu cele obținute pentru mașina clasică avînd aceiași parametri constructivi și în aceleași condiții de funcționare, se observă că puterea obținută este mai mică iar constantele de timp sînt mai mari. Cum însă diferențele care se pun în evidență nu sînt prea mari (în jur de 10%), rezultă o concluzie practică importantă și anume faptul că mașina cu comutație statică cu comandă pe o alternanță poate substitui

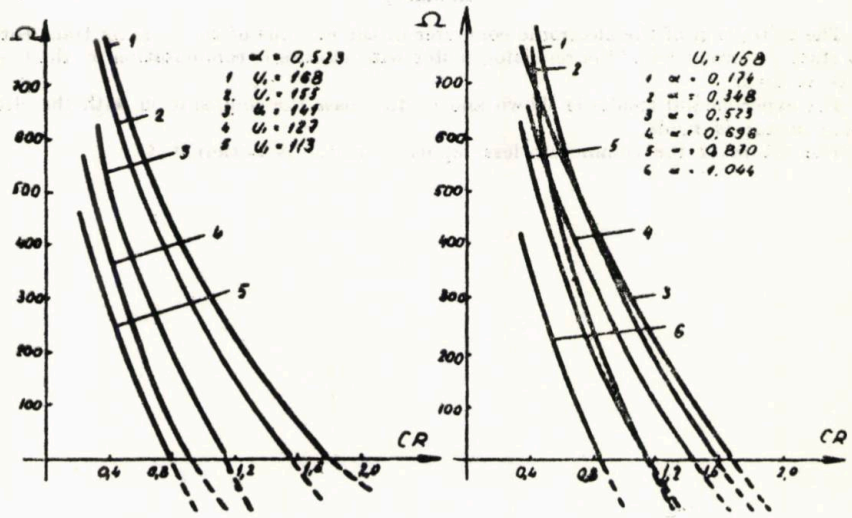


Fig. 7

mașina cu comutație statică cu comandă pe ambele alternanțe, obținîndu-se o scădere relativ mică a puterii utile. Această observație conduce la o simplificare importantă a schemei de comandă și de comutație și, normal, la preț de cost și dimensiuni de gabarit simțitor mai mici. Rezultă deci că mașina supusă studiului de față se poate utiliza cu rezultate bune în special în domeniul puterilor mici, unde dimensiunile de gabarit ale schemei de comandă și comutație sînt comparabile cu cele ale mașinii și unde valoarea randamentului nu interesează prea mult.

Primită la 1 noiembrie 1978

Institutul politehnic Iași,
Catedra de electrotehnică,
măsuri și mașini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Harghel S., Filipiuc I., *Motor electric cu repulsie.* Brevet R.S.R., nr. 68 658, 1973.
2. Harghel S., Simion Al., Grovu M., *Einige Betrachtungen über die Anlassbedingungen der Repulsionsmotor mit Kommutatorkeis.* Bul. Inst. polit., Iași, XX (XXIV), *1—2*, s. III (1974).

3. Harghel S., Teodoru E., Thirer N., *Utilizarea calculatorului la studiul funcționării motorului cu repulsie cu comutație statică.* A XXV-a sesiune de comunicări a ICPE, Buc., secția Mașini electrice, B-III, 26 (1976).
4. Harghel S., Teodoru E., *Studiul regimului tranzitoriu de pornire și a caracteristicilor de regim static ale mașinii cu repulsie cu ajutorul calculatorului electronic.* Ses. șt., ICP—EP, Craiova, 1978.

THE DYNAMIC AND STATIC PERFORMANCES OF THE COMMUTATORLESS REPULSION MOTOR CONTROLLED ON THE SINGLE HALF WAVE

(Summary)

The utilisation of the electronic computer in the calculus of the starting transient and steady state performances of the repulsion motor with electronic commutation on the one half wave is studied.

The experimental results is shown and on this base the comparation with the classical repulsion motor is made.

The future of the commutatorless repulsion motor is anticipated.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 625.313.325

CONSIDÉRATIONS SUR LE COMPORTEMENT DES COMPENSATEURS SYNCHRONES AUX VARIATIONS DE LA TENSION DU RÉSEAU

PAR

CORINA FLORESCU et RADU FLORESCU

1. Introduction

On mentionne dans la littérature [2] que la puissance réactive débitée au réseau par un moteur synchrone augmente rapidement quand sa tension diminue, en réduisant ainsi les variations de la tension par rapport à la valeur nominale.

Dans cette Note on étudie en détail le comportement d'un compensateur synchrone aux variations lentes de la tension du réseau, en tirant quelques conclusions en ce qui concerne l'utilisation de ces machines.

2. Le fonctionnement du moteur synchrone à un couple électromagnétique constant

Du point de vue mécanique, le compensateur synchrone fonctionne à vide, donc il développe un couple constant à son arbre.

Partant de l'expression du couple électromagnétique d'un moteur synchrone à pôles lisses [2]:

$$M = \frac{3}{\Omega} \cdot \frac{E_0 U}{x_s} \sin \theta, \tag{1}$$

où: Ω représente la vitesse angulaire du moteur, x_s — la réactance synchrone, E_0 — la f.é.m. créée par le flux magnétique d'excitation, U — la tension du réseau et θ — l'angle formé par les phaseurs U et $-E_0$, il résulte que le produit $E_0 U \sin \theta$ reste invariable, indépendamment des valeurs E_0, U et θ.

Si E_{0n}, U_n et θ_n représentent les valeurs nominales des trois grandeurs, on obtient :

$$E_0 U \sin \theta = E_{0n} U_n \sin \theta_n. \tag{2}$$

On choisit comme variables indépendentes E_0 et U et par conséquent :

$$\sin \theta = \frac{E_{0n} U_n \sin \theta_n}{E_0 U}. \tag{3}$$

Compte tenu du diagramme vectoriel simplifié d'un moteur synchrone à pôles lisses surexcité (capacitif) (fig. 1) et de l'expression (3), la relation générale de la puissance réactive

$$Q = 3 UI \sin \varphi$$

devient :

$$Q(E_0, U) = \frac{3}{x_s} (\sqrt{E_0^2 U^2 - E_{0n}^2 U_n^2 \sin^2 \theta_n} - U^2). \tag{4}$$

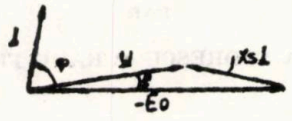


Fig. 1

Conformément à l'égalité (2), la condition $E_0 U \geqslant E_{0n} U_n \sin \theta_n$, qui assure l'existence de la fonction $Q(E_0, U)$, est toujours réalisée.

3. La puissance réactive fournie par un compensateur synchrone

Dans la fig. 2 sont représentés les diagrammes vectoriels simplifiés d'un compensateur synchrone sous-excité (*a*) et sur-excité (*b*) [1].

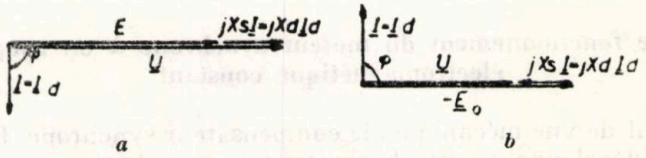


Fig. 2

Il est nécessaire à préciser que, grâce à l'absence de la composante transversale (I_q) du courant, les diagrammes sont identiques pour le compensateur à pôles lisses ainsi que pour celui à pôles saillants.

On peut obtenir la formule de la puissance réactive d'un compensateur comme limite de l'expression (4) quand θ_n tend vers 0 et donc :

$$Q_0(E_0, U) = \frac{3U}{x_s} (E_0 - U). \tag{5}$$

Si $u = U/U_n$ et $e_0 = E_0/E_{0n}$ sont les valeurs relatives des deux tensions, la valeur relative de la puissance réactive fournie sera :

$$q_0(e_0, u) = \frac{k e_0 u - u^2}{k - 1}, \tag{6}$$

ou $k = E_{0n}/U_n$. Il en résulte que les courbes $q_0(u)$ sont des paraboles qui passent par l'origine, admettant un maximum

$$q_{0max} = \frac{k^2 e_0^2}{4(k-1)}, \tag{7}$$

pour

$$u_m = \frac{ke_0}{2}. \tag{8}$$

Les valeurs $q_0(u)$ restent positives si :

$$0 < u < ke_0. \tag{9}$$

Les sommets des paraboles $q_0(u)$, ayant e_0 comme paramètre, sont situés sur la parabole

$$q_0 = \frac{u^2}{k-1}. \tag{10}$$

Les expressions (7) et (8) fournissent les valeurs „critiques" de la tension e_0 :

$$e_{0cr1} = \frac{2\sqrt{k-1}}{k}, \tag{11}$$

pour laquelle $q_{0max} = 1$, et

$$e_{0cr2} = \frac{2}{k}, \tag{12}$$

pour laquelle $u_m = 1$.

Les considérations ci-dessus permettent à faire quelques remarques, à savoir :

a) Si le courant d'excitation reste invariable, le compensateur synchrone produit de la puissance réactive tant que la tension du réseau se maintient dans le domaine précisé par la relation (9). Ce domaine est d'autant plus large que le courant d'excitation (et réspectivement e_0) est plus grand.

b) Quand $u < u_m$, une réduction de la tension de réseau aura comme résultat la diminution de la puissance réactive fournie et inversement. Au contraire, quand $u > u_m$, la puissance réactive augmente si la tension baisse et se réduit si celle-ci s'agrandit. Par conséquent, on obtient un effet de stabilisation de la tension seulement dans le cas où $u > u_m$.

c) D'autant que e_0 augmente, plus le compensateur est capable de fournir une puissance réactive agrandie (la relation (7)).

4. Conclusions

Les résultats obtenus sont utilisés pour un compensateur standard [1] ayant les données : $S_{Cn} = 2{,}5$ MVA — la puissance nominale à courant en avance (action capacitive) ; $S_{Ln} = 1{,}25$ MVA — la puissance nominale à courant en retard (action inductive) ; $U_n = 6{,}3$ KV — la tension nominale.

Conformément aux diagrammes de la fig. 2 il en résulte $k = 3$.
Les expressions (6) ... (12) deviennent :

(6′) $q_0(e_0, u) = \dfrac{3e_0 u - u^2}{2}$, (7′) $q_{0max} = \dfrac{9}{8} e_0^2$,

(8′) $u_m = 1{,}5\, e_0$, (9′) $0 < u < 3e_0$, (10′) $q_0 = \dfrac{u^2}{2}$,

(11′) $e_{0cr1} = 0{,}943$, (12′) $e_{0cr2} = 0{,}66$.

Dans la fig. 3 on représente les paraboles $q_0(u)$, (v. (6′)), ayant e_0 comme paramètre et la parabole (10′).

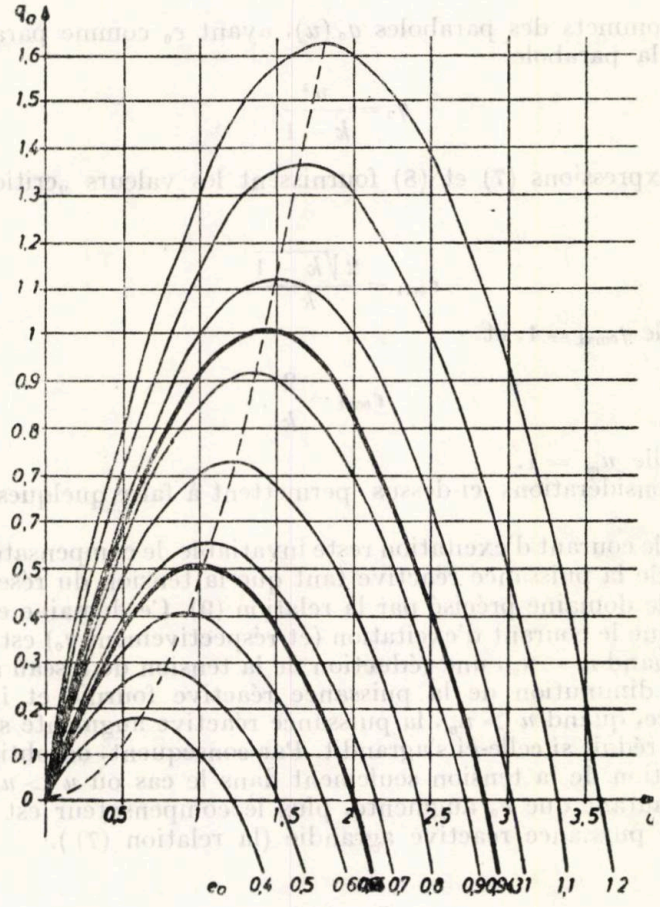


Fig. 3

En examinant ces caractéristiques on peut faire les observations ci-dessous :

1° La stabilisation de la tension se produit seulement sur la branche déscendente de la courbe.

2° Si pour un réseau dont la tension nominale est U_{nr} on choisit un compensateur ayant la tension nominale $U_{nc} = U_{nr}$, on obtient un effet de stabilisation autour du régime nominal seulement si $e_0 < 0{,}66$, tandis que la puissance réactive produite sensiblement inférieure à la valeur nominale (pour $e_0 = 0{,}66$ on a $q_{0max} = 0{,}5$).

3° En considérant l'aggravation du régime thermique produite par l'augmentation de l'excitation et la saturation du circuit magnétique, e_0 ne pourra pas dépasser excessivement l'unité. En supposant que $e_0 = 0{,}8 \ldots 1{,}2$, il faut, pour réaliser la stabilisation, que $u = 2 \ldots 3$. C'est-à-dire qu'un compensateur pourra stabiliser la tension si $U_{nc} = (0{,}33 \ldots 0{,}5)\, U_{nr}$, d'où la nécessité de réconsidérer le calcul de ces machines.

4° L'utilisation de l'induit est justifiée si la machine fonctionne approximativement à $q_0 = 1$, situation possible seulement si $e_0 > 0{,}943$.

Reçue le 6 juillet 1978

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire de Mecanique
et
Chaire d'Électronique et Calculateurs

BIBLIOGRAPHIE

1. Kostenko M., Piotrovski L., *Machines électriques*. T. II, Éditions Mir, Moscou, 1969.
2. Gheorghiu I. S., Fransua A. S., *Tratat de maşini electrice*. Vol. IV, Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1972.
3. Важнов А. И., *Электрические машины*. Изд. Энергия, Ленинград, 1969.

CONSIDERAŢII ASUPRA COMPORTĂRII COMPENSATOARELOR SINCRONE LA VARIAŢII ALE TENSIUNII REŢELEI

(Rezumat)

Se studiază în amănunt comportarea compensatorului sincron la variaţii lente ale tensiuni reţelei.

Se prezintă citeva concluzii referitoare la utilizarea în practică a acestor maşini, astfel încît să se obţină un efect de stabilizare a tensiunii de alimentare, fără modificarea curentului de excitaţie.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.314.632.4

A CONTROLLER FOR A LOW FREQUENCY THREE-PHASE INVERTER

BY

M. LUCANU, VALERIU MUNTEANU, LAURENŢIU TURIC and D. ALEXA

1. Introduction

The three-phase cage rotor induction motors are frequently utilized in the electric drive because they are solid, safe in their operation, have an easy maintenance and a low price cost.

A modern solution to change the turation of this kind of motors consists in the utilization of static frequency converters [1], [2].

In this work a controller is presented for a low frequency three-phase inverter (1...5 Hz) used for the electric drive of mill rolls.

The force circuit of the inverter is represented in Fig. 1. Since the load line voltage ranges between 30 and 130 V, separate supply sources were used to charge the switching capacitors, which presents the advantages mentioned in [3].

It is necessary that the main thyristors $Th_1 \ldots Th_6$ should be in conduction within the time intervals listed in Table 1 [4] so that the voltages u_R, u_S, u_T could have the waveforms given in Fig. 2.

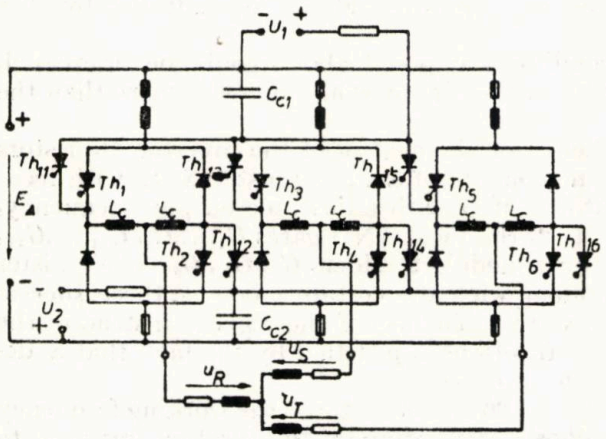


Fig. 1

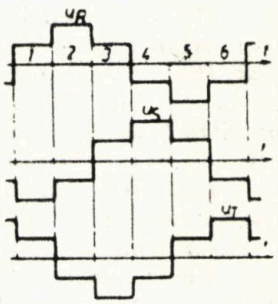


Fig. 2

2. The Description of the Suggested Controller for the Inverter

The controller was conceived so as to satisfy the following conditions :

a) The conduction of the main thyristors should be in accordance with Table 1.

Table 1

	1	2	3	4	5	6
Th_1	×	×	×			
Th_2				×	×	×
Th_3			×	×	×	
Th_4	×	×				×
Th_5	×				×	×
Th_6		×	×	×		

b) At the and of each conducting interval of a main thyristor, the corresponding turn-off thyristor should be controlled (e. g. for the turn-off switch of the thyristor Th_1, the turn-on switching of the thyristor Th_{11} is commanded).

c) The turn-on switching command of a main thyristor should be permitted only if the turn-on pulse of the turn-off thyristor was applied, which turns-off the main thyristor from the same branch of the bridge.

d) The duration of the control pulse for a turn-off thyristor should be greater than the time interval needed for the turn-off switching of a main thyristor. Within this time interval, the turn-on of the main thyristors should not be allowed.

e) The simultaneous turn-on of two main thyristors from the same branch of the bridge (e. g. Th_1 and Th_2) should be avoided.

f) The turn-on of the main thyristors should be inhibited for the states leading to the short circuit of the inverter or to the two-phase motor running.

g) The operation of the controller should not be affected by the industrial disturbances.

The number of the conditions imposed above could be increased, but in this case the complexity of the circuit would increase more than the performances.

The suggested logic scheme for the control of the inverter thyristors is shown in Fig. 3. The scheme consists of a shift register S.R. with feedback, the astable multivibrator A.M. 1 with adjustable output frequency, the astable multivibrator A.M. 2, the logic AND gates $G_1,\ldots,G_6$, $G_{11},\ldots,G_{16}$, the NOR gate G_{10} and also three modulo 2 adders G_7, G_8, G_9. The register S.R. consists of 6 flip-flops, among wich at a certain moment, three successive flip-flops are in the logic state 1. The use of the register instead of the counter ring made of the three flip-flops is justified by the fact that a decoding scheme will no longer be necessary.

The frequency of A.M. 1 (6 ... 30 Hz) is six times the working frequency of the inverter. Its value is chosen depending on the turation imposed to the asynchronous motors.

The A.M 2 ensures, by means of the AND gates $G_1,...,G_6$ the sampling of the control voltages of the main thyristors.

The AND gates $G_{11},...,G_{16}$ ensure the control of the turning-off thyristors at the appropriate moments.

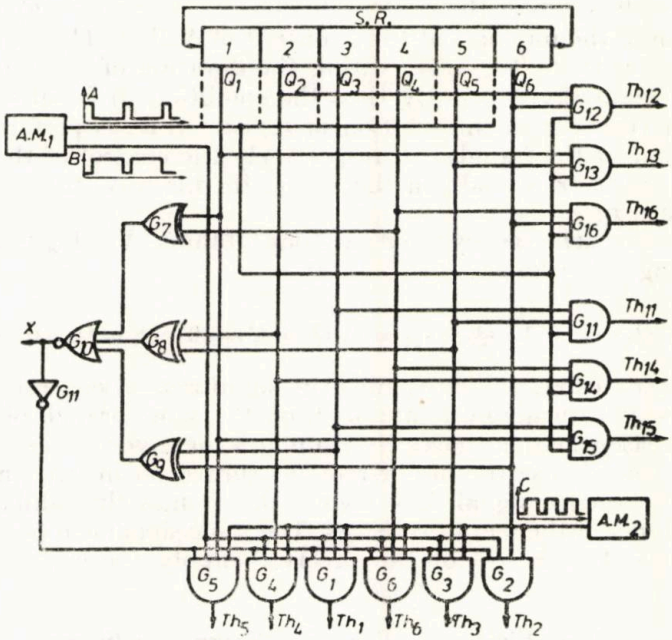


Fig. 3

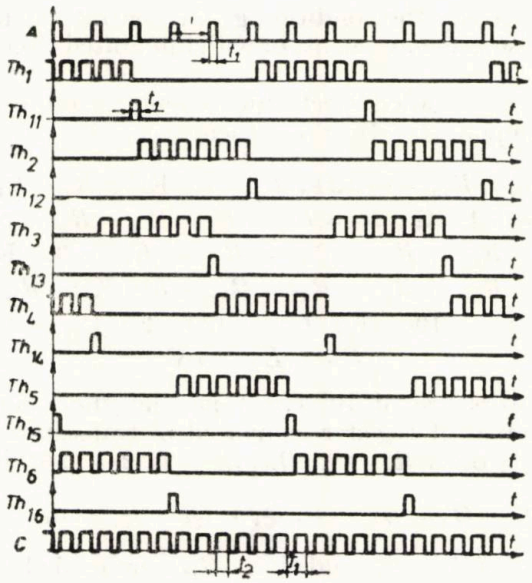


Fig. 4

The waveforms obtained by using the suggested controller are given in Fig. 4. From their analysis, the following observations can be drawn :

1° The control of the main and turn-off thyristors is performed according to the a) and b) prescriptions.

2° The duration of the control impulse for a turn-off thyristor equals the duration of the impulses at the A output of A.M. 1. The output $B = \bar{A}$ inhibates the outputs $Th_1 \ldots Th_6$ within the duration of the turn-off switching of a main thyristors. By this, the condition d) is satisfied.

3° The transfer of information of register S.R. is performed on the negative front of the impulse A, respectively the control of the corresponding main thyristor is made on this front. In this way, the conditions c), d) and e) are met.

4° At the „emergency" output, one obtains $X =$ logic 1 in one of the following situations :

$$Q_1 = Q_4 = 1, Q_2 = Q_5 = 1, \; Q_3 = Q_6 = 1, \; Q_1 = Q_4 = 0, \; Q_2 = Q_5 = 0, \; Q_3 = Q_6 = 0.$$

These situations will determine the simultaneous control of two main thyristors or two turning-off thyristors on the same branch of the bridge. In the first case, the d.c. source that supplies the inverter is short circuited and in the second case the motor remains turned on in two phases.

The emergence signal $X =$ logic 1 determines the inhibation of the control voltages of the main thyristors. The same signal can be used for the control of the turning-off of the inverter supply source.

3. The Electronic Circuit ; Design Conditions

In order to satisfy the condition g) the control scheme can be performed either with discrete components or with integrated circuits from D.T.L.Z. family [5].

In Fig. 5 the detailed electronic scheme is represented performed with discrete components. In this scheme :

$$R_{i1} = \rho = R_1 = R_2 = R_{13} = 10 \text{ K}\Omega ; \; R_c = 1.8 \text{ K}\Omega ; \; R_3 = R_4 = R_3' = 20 \text{ K}\Omega ;$$
$$R_5 = 1 \text{ K}\Omega ; \; R_E = 5.1 \text{ K}\Omega ; \; R_6 = R_{11} = R_8 = R_{14} = R_{16} = 27 \text{ K}\Omega ; \; R = 30 \Omega ;$$
$$R_7 = R_9 = R_{10} = R_{12} = R_{15} = R_{17} = R_{18} = R_{21} = 3.3 \text{ K}\Omega ; \; R_{B1} = R_d =$$
$$= 12 \text{ K}\Omega ; \; R_{X_1} = R_{X_2} = R_{X_3} = R_{X_4} = R_{X_5} = 310 \text{ K}\Omega ; \; R_{19} = 30 \text{ K}\Omega ; \; R_{20} =$$
$$= 40 \text{ K}\Omega ; \; C_1 = C_2 = 100 \text{ nF} ; \; C_{ik} = 100 \; \mu\text{F} ; \; C_{d1} = 1 \text{ nF} ; \; C_A = 4 \; \mu\text{F};$$
$$E_C = E_B = 5 \text{ V}.$$

The transistors are of BC-172 type and the diodes, EFD-113.

The feedback shift register composed of transistors T_1, $T_2 \ldots, T_{12}$ is initialized by the groups R_{ik}, C_{ik}, D_{ik}, $(k = 1, 2, \ldots, 6)$, in the state :

$$Q_1 = Q_2 = Q_3 = 1 ; \; Q_4 = Q_5 = Q_6 = 0.$$

The AND gates $G_1, \ldots, G_6$ and $G_{11}, \ldots, G_{16}$ were made by means of diodes D_1, $D_2, \ldots, D_{24}$ respectively D_{25}, $D_{26}, \ldots, D_{42}$.

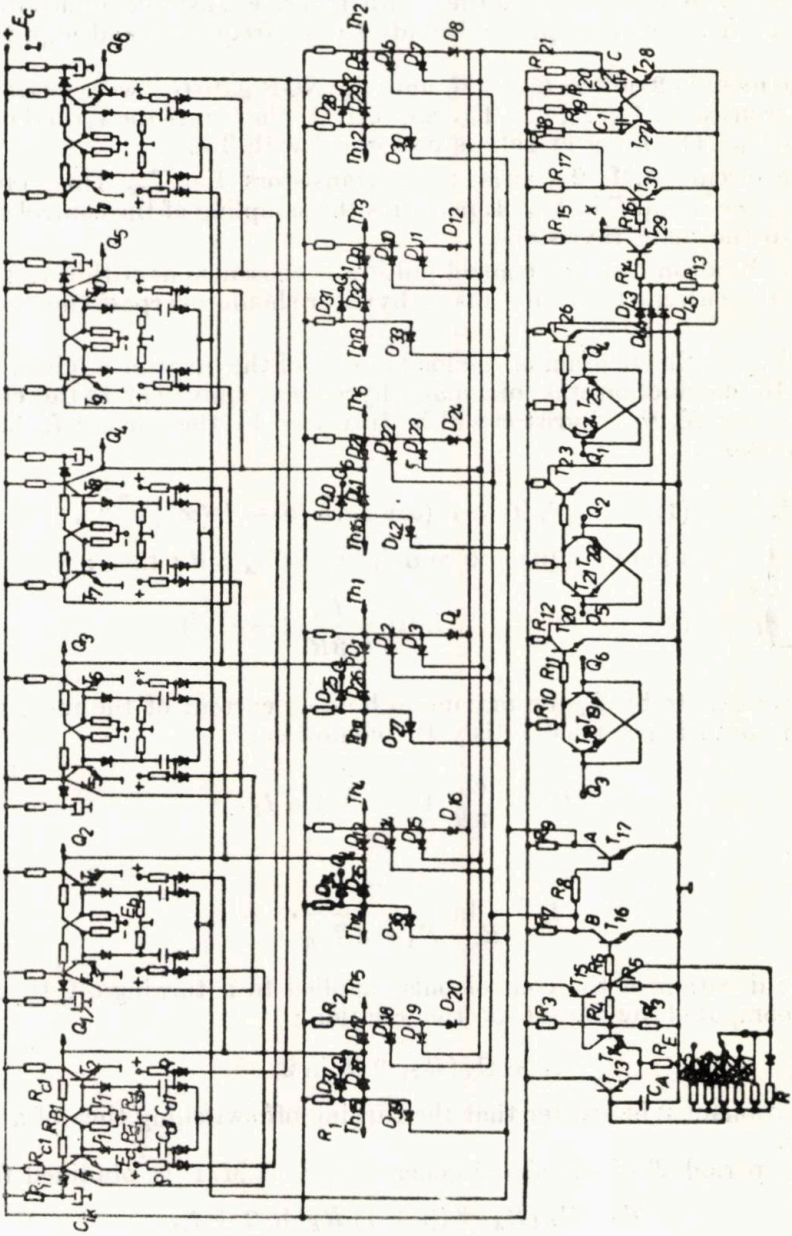


Fig. 5

The astable multivibrator A.M. 1 is composed of transistors T_{13}, T_{14}, T_{15} and the transistors T_{16}, T_{17} ensure the outputs A and $B = \overline{A}$ consistent with the AND gates, performed with diodes. For astable multivibrator A.M. 1, a scheme was adopted adequate to low frequency and high filling ratio.

The modulo-2 adders G_7, G_8, G_9 and the NOR gate G_{10} were performed with the transistors T_{18}, T_{19} ,..., T_{25}, respectively the transistor T_{29} and diodes D_{43}, D_{44}, D_{45}. The inverter gate is performed with T_{30}.

The circuit A.M. 2 contains the transistors T_{27}, T_{28}. This circuit, delevering the signal C in Fig. 4, performs the sampling of the control signal applied to the main thyristors.

The duration t_2 of the control pulse was chosen so as within this time interval, the current through a main thyristor should overpass the holding current.

In Fig. 6, the diagram of the load circuit of the inverter is given. The start of the conduction state of a main thyristor is equivalent to the closure of the contact K; the thyristor will be traversed by the current i_1, having the expression :

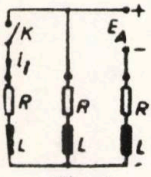


Fig. 6

$$(1) \qquad i_1(t) = i_1(\infty) + [i_1(0) - i_1(\infty)]\, e^{-\frac{R}{L}t},$$

where $i_1(0) = 0$ and $i_1(\infty) = E_A/3R$; then :

$$(2) \qquad i_1(t) = \frac{E_A}{3R}(1 - e^{-\frac{R}{L}t}).$$

If we denote by I_H the maximum holding current of the main thyristors, the duration t_2 must satisfy the condition :

$$(3) \qquad i_1(t_2) = \frac{E_A}{3R}(1 - e^{-\frac{R}{L}t_2}) \geqslant I_H,$$

therefore :

$$(4) \qquad t_2 \geqslant \frac{L}{R} \ln \frac{E_A}{E_A - 3RI_H}.$$

The duration of the control pulse applied to a turning-off thyristor can be computed by means of the relation :

$$(5) \qquad t_1 = C_A (R_{XK} \parallel R) \ln 2.$$

This duration must be greater that the turning-off switching time of a main thyristor.

The period T of the signal generated by A.M. 1 is obtained from:

$$(6) \qquad T \approx C_A [R_{XK} \parallel (\beta + 1) R_E] \ln 2 + t_1,$$

where $T = 1/30 \ldots 1/6$ s.

The design of the feedback shift register, of the AND gates with diodes, of modulo-2 adders and of astable multivibrators is given in [6]. The sig-

nals $Th_1, \ldots, Th_6$, $Th_{11}, \ldots, Th_{16}$ in Fig. 5 will control the main thyristors, respectively the turning-off thyristors of Fig. 1, by means of classical pulse amplifiers [6], [7].

4. Conclusions

In this work, we dealt with a controller of a low-frequency three-phase inverter meant to drive the mill rollers.

The controller presents the following advantages:

1. The use of a feedback shift-register with the initialization in the logic state 1 of three successive cells. In this way, the decoder from the classical schemes is eliminated.

2. The use of a astable multivibrator with the duration of the generated impulse equal to the turn-off switching time of a main thyristor. In this way, the utilization of monostable multivibrators is avoided.

3. The utilization of three modulo-2 adders to sense the emergency states (the short circuit of the inverter supply source and the two-phase motor runing).

4. The inhibition of the main thyristors commands when the turning-off thyristors are controlled or, in the presence of the „emergency" signal. In this way, a safe operation of the inverter is ensured.

5. The possibility of using the controller also for the inverters working at higher frequency. Only the frequency of the astable multivibrator A.M. 1 is to be changed in this case.

Thus, we have obtained a relatively simple, economical circuit, solid during its operation and satisfying the design conditions.

Received, July 25, 1978

Polytehnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Bolant R., *Les onduleurs et leurs domaines d'utilisation*, R.G.É., *11*, 802 — 806 (1975).
2. Chauprade R., *Commande électronique des moteurs à courant alternatif*. R.G.É., *10*, 819 — 841 (1976).
3. Alexa D. a.o. *Analysis of Commutation Processes in the Three-Phase Inverter for Driving the Sheet-Rolling Mill Rolls*. Bul. Inst. polit., Iași, XXIV (XXVIII), *1—2*, s. III (1978).
4. Constantin P. a.o., *Electronică industrială*. EDP, Buc., 1976.
5. Vătășescu A. a.o., *Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare*. Ed. Tehn., Buc., 1975.
6. Millman J., Taube H., *Pulse, Digitale and Switching Waveforms*. Mc. Graw-Hill, New York, 1965.
7. Lossouarn J., *Transformateur d'impulsions*. Électronique et microélectronique industrielles, *153*, 37 — 39 (1972).

SCHEMĂ DE COMANDĂ PENTRU UN INVERTOR TRIFAZAT DE JOASĂ FRECVENȚĂ

(Rezumat)

Se propune o schemă de comandă pentru un invertor trifazat utilizat în acționarea electrică a rolelor de laminoare.

Se compară schema propusă cu schemele clasice arătîndu-se avantajele acesteia.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.314.632.4

POSSIBILITIES OF REVERSING THE DIRECTION OF ROTATION OF THE ASYNCHRONOUS MOTORS SUPPLIED BY THREE-PHASE INVERTERS

BY

VALERIU MUNTEANU, M. LUCANU, LAURENŢIU TURIC and D. ALEXA

1. Introduction

In mast of the drivings with adjustable turation, the reversal of the rotation direction of the motors is also imposed [1], [2]. The classical method consists in the use of two electromagnetic contact-makers, by means of which two phases are interchanged at the terminals of the motor [3]. This method is the only possible if the direction of rotation has to be reversed individually for each motor. If the reversal isto be performed simultaneously for all the motors supplied from the same inverter, as is the case at the electric driving of the mill rolls, thiś reversal can also be performed by statie switching, the force eircuit of the inverter being that suggested in [4].

In this work, two possibilities are presented for the static reversal of the rotation direction of the asynchronous motors supplied by three-phase inverters.

2. The Reversal of the Direction of Rotation by Switching the Control Voltages of Thyristors

The direction of rotation of the motors will reverse if the waveforms of two of the voltages across the terminals, for instance u_R and u_S, will be interchanged.

For this purpose, it is enough to change the control impulses of the main thyristors Th 1 with Th 3 and Th 2 with Th 4, and also those turning-off thyristors Th 11 with Th 13 and Th 12 with Th 14 (Fig. 1).

In Fig. 2, the logical scheme is represented, by means of which the listed switchings are performed.

The input signals a_1, a_2, a_3, a_4 and a_{11}, a_{12}, a_{13}, a_{14} are generated by the controller of the inverter. They should constitute the control signals for the thyristors Th 1, ..., Th 4 and Th 11, ..., Th 14 respectively, according to the force circuit given in Fig. 1, if the reversal of the direction of rotation would not be imposed.

If the key K_1 is in the position c, the AND gates *1, 3, 5, 7, 9, 11, 13* and *15* will validate their inputs, so that :

$$(1)\quad \begin{cases} \text{Th } 1 = a_1,\ \text{Th } 2 = a_2,\ \text{Th } 3 = a_3,\ \text{Th } 4 = a_4, \\ \text{Th } 11 = a_{11},\ \text{Th } 12 = a_{12},\ \text{Th } 13 = a_{13},\ \text{Th } 14 = a_{14}, \end{cases}$$

and the motor will rotate in one direction.

If the key K_1 is switched to the position d, the AND gates *2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16* will validate the inputs and we shall get at the otputs :

$$(2)\quad \begin{cases} \text{Th } 1 = a_3,\ \text{Th } 2 = a_4,\ \text{Th } 3 = a_1,\ \text{Th } 4 = a_2, \\ \text{Th } 11 = a_{13},\ \text{Th } 12 = a_{14},\ \text{Th } 13 = a_{11},\ \text{Th } 14 = a_{12}, \end{cases}$$

and the motor will rotate in the reversal sense.

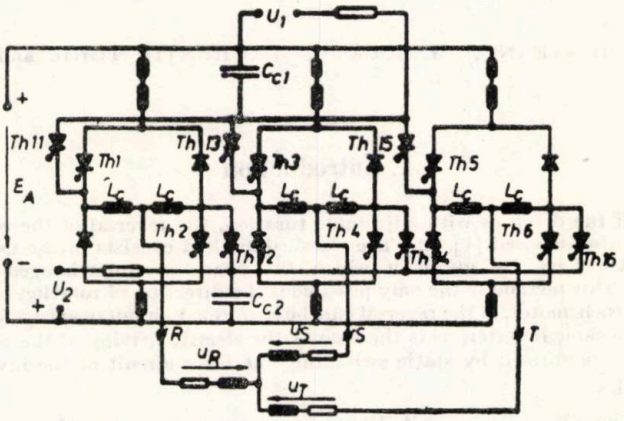


Fig. 1

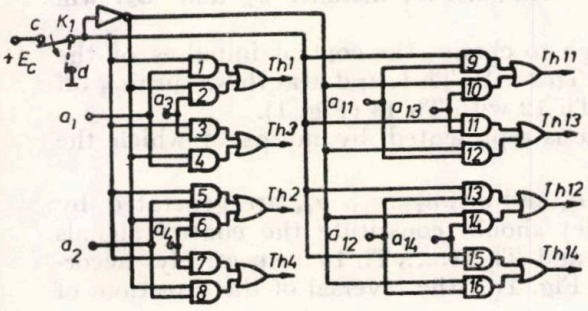


Fig. 2

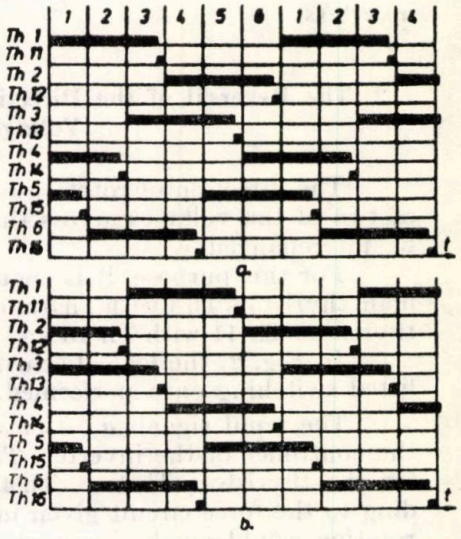


Fig. 3

In Fig. 3 *a* the output signals from the circuit given in Fig. 2 are shown for the case when the key K_1 is in the position *c* and in Fig. 3 *b* the same signals are shown for the case when the key K_1 is in the position *d*.

The switching of the key from the position *c* to the position *d* or reversely should not be allowed, unless we have already disconnected the supply source of the inverter, since other wise the short circuit of this source will take place.

Indeed, if the key K_1 is in the position *c* and the signals are those from the time interval *1* (s. Fig. 3 *a*), the thyristors Th 1, Th 4 and Th 5 will be in conduction. If within this time interval the key K_1 is switched to the position *d*, the thyristors Th 2, Th 3, Th 5 (s. Fig. 3 *b*) will also be in conduction, without having any of the thyristors Th 1, Th 4, Th 5 turned off. Therefore, two couples of thyristors will be in conduction in two branch of the bridge, the supply source of the inverter being in short circuit.

The reversal of the direction of rotation without disconnecting the source is possible only within the time intervals *3* and *6*, as being intervals within which the output signals of the circuit given in Fig. 2 have the same waveforms for the both positions of the key K_1.

In order to inhibit the command of reversing the rotation direction till the time intervals *3* or *6*, given in Fig. 3, a quite complex logical circuit will be necessary.

3. The Reversal of the Rotation Direction by Using a Reversible Shift-Register

In order to avoid the turning-off of the supply source of the inverter before the command of reversing the rotation direction was given, another electronic circuit was suggested, adequate to the controller of the inverter described in [5].

The operating principle of the new method consists in the change of the sense of shifting the bitts stocked within the feedback register entering the structure of the controller.

In Table 1, the sequence of the turning on the main thyristors and their turning-off when the three bitts from the feedback shift-register are

Table 1

Th 5	1	0	0	0	1	1
Th 4	1	1	0	0	0	1
Th 1	1	1	1	0	0	0
Th 6	0	1	1	1	0	0
Th 3	0	0	1	1	1	0
Th 2	0	0	0	1	1	1
Th 15	1	0	0	0	0	0
Th 14	0	1	0	0	0	0
Th 11	0	0	1	0	0	0
Th 16	0	0	0	1	0	0
Th 13	0	0	0	0	1	0
Th 12	0	0	0	0	0	1

Table 2

Th 5	1	1	1	0	0	0
Th 4	1	1	0	0	0	1
Th 1	1	0	0	0	1	1
Th 6	0	0	0	1	1	1
Th 3	0	0	1	1	1	0
Th 2	0	1	1	1	0	0
Th 15	0	0	1	0	0	0
Th 14	0	1	0	0	0	0
Th 11	1	0	0	0	0	0
Th 16	0	0	0	0	0	1
Th 13	0	0	0	0	1	0
Th 12	0	0	0	1	0	0

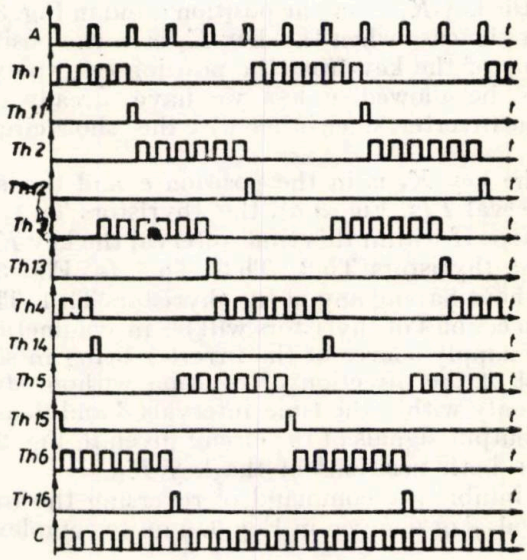


Fig. 4

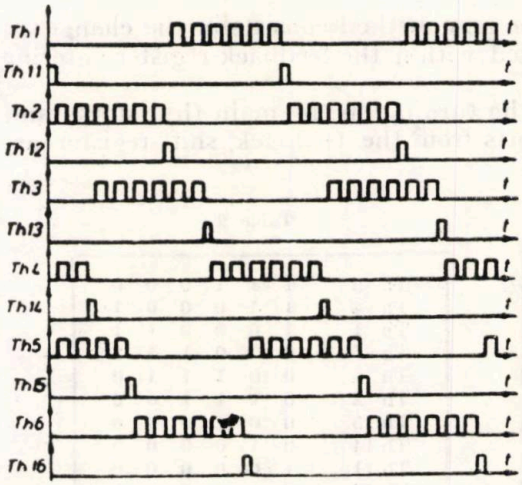


Fig. 5

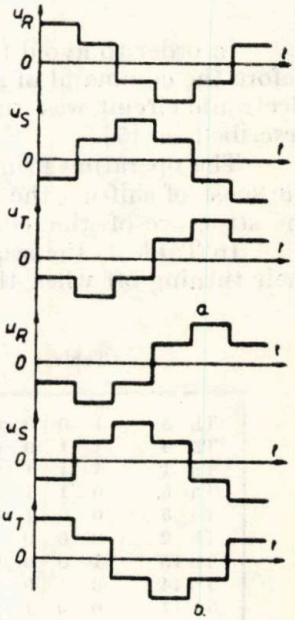


Fig. 6

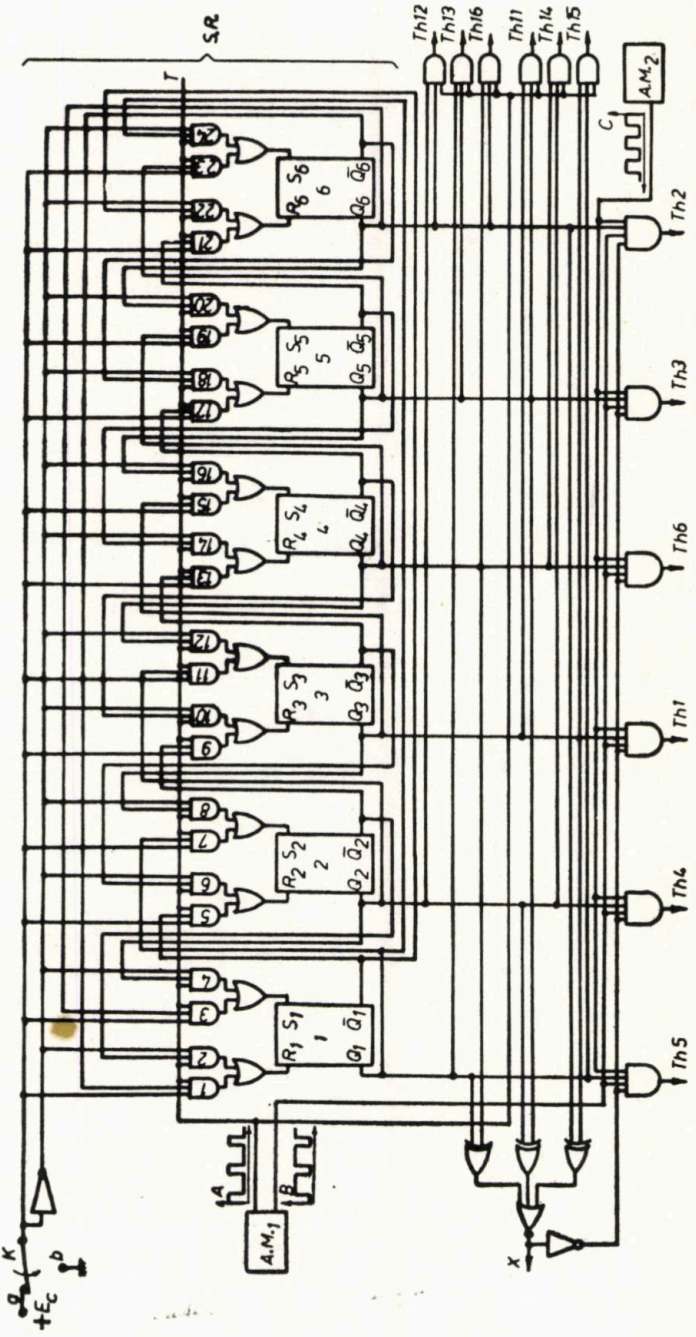
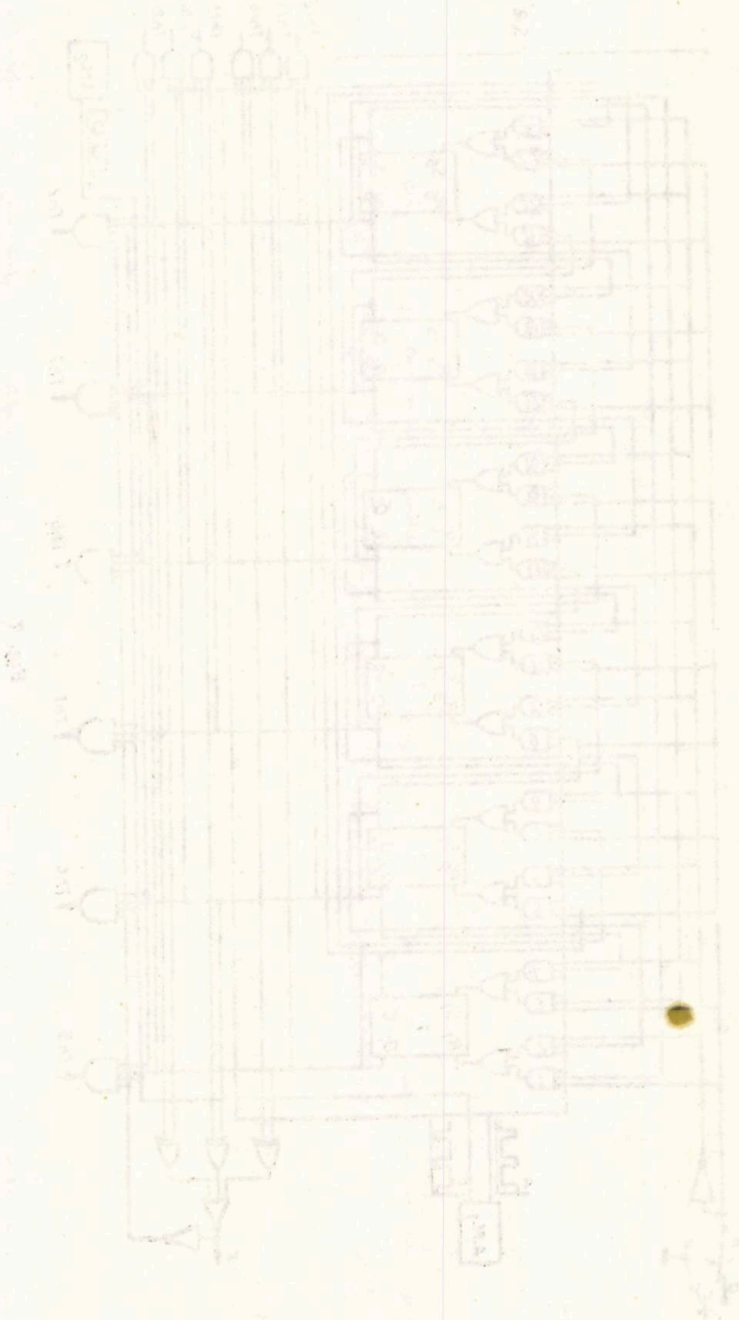

SR
T
Th12
Th13
Th16
Th11
Th14
Th15
A.M.2
C1
Th2
Th3
Th6
Th1
Th4
Th5
A.M.1
A
B
K
+Ec
x

Fig. 7



shifting a step to the right at each clock signal is synthesized. In this table, the turning-on state of the thyristors was denoted by 1 and their turning-off state by 0.

The waveforms of the control voltages of the thyristors will be represented in Fig. 4, and those of the voltages u_R, u_S u_T are given in Fig. 6 *a*.

If at each clock signal the three bitts from the register will shift to the left, the sequence of turning-on the main thyristors and their turning-off will be the one given in Table 2. Accordingly, the waveforms of the control voltages of the thyristors will be those given in Fig. 5 and the voltages u_R, u_S, u_T will have the waveforms shown in Fig. 6 *b*.

When comparing Figs. 6 *a* and 6 *b*, one can note that, by reversing the shift direction of the bitts in the register, the voltages u_R and u_T will be interchanged, and u_S remains unchanged.

Therefore, the reversal of the rotation direction of the motor is thus reached at.

By performing the synthesis of the shift-register according to Table 1, it results that :

$$(3)\quad \begin{cases} R_1=\bar{Q}_6.T,\ R_2=\bar{Q}_1.T,\ R_3=\bar{Q}_2.T,\ R_4=\bar{Q}_3.T,\ R_5=\bar{Q}_4.T,\ R_6=\bar{Q}_5.T, \\ S_1=Q_6.T,\ S_2=Q_1.T,\ S_3=Q_2.T,\ S_4=Q_3.T,\ S_5=Q_4.T,\ S_6=Q_5.T. \end{cases}$$

By performing the synthesis of the shift-register according to Table 2, one can get :

$$(4)\quad \begin{cases} R_1=\bar{Q}_2.T,\ R_2=\bar{Q}_3.T,\ R_3=\bar{Q}_4.T,\ R_4=\bar{Q}_5.T,\ R_5=\bar{Q}_6.T,\ R_6=\bar{Q}_1.T, \\ S_1=Q_2.T,\ S_2=Q_3.T,\ S_3=Q_4.T,\ S_4=Q_5.T,\ S_5=Q_6.T,\ S_6=Q_1.T. \end{cases}$$

In Fig. 7 the controller is represented for a three-phase inverter by means of which the rotation direction of motors can be reversed by using the method previously described. This controller is in the main similar to that suggested in [5], the difference being felt in the design of the shift-register S.R.

If the key K is in the position a, the AND gates $2k+1$, ($k=0,1,2,\ldots,11$), will validate their inputs, the relations (3) will be satisfied and the motor will rotate in one direction.

If the key K is in the position b, the AND gates $2k$, ($k=1,2,\ldots,12$), will validate their inputs, the relations (4) will be satisfied and the motor will rotate inversely.

From the waveforms of the signals given in Figs. 4 and 5, one can see that the reversal of the rotation direction can be ordered at any time interval, without the short circuiting the supply source of the inverter.

Beside this advantage, the controller results more economical than if the reversal of the rotation direction by switching the thyristor control voltages would be used.

4. Conclusions

Two methods are presented for reversing the rotation direction of the asynchronous motors supplied from the same three-phase inverter,

by means of static switching. From their comparative analysis, the following conclusions can be drawn :

1° The force circuit of the inverter remains the same, new elements being not necessary.

2° The use of the static switching for the reversal of the rotation direction gives to the design a great safety in operation and an easy maintenance.

3° If the reversal of the direction of rotation is performed by switching the control voltages of the thyristors, it is necessary to disconnect the supply source of the inverter before giving the order of reversal. This can be performed simply by means of a direction-reversing switch that possesses also an intermediate **0** position, by which the order of disconnecting the supply source should be given.

4° The method of reversal, previously described, can be used with any controller of the inverter.

5° In order to be able to reverse the motor direction of rotation without disconnecting the supply source, a new method was suggested, consisting in the utilization of a register in which the bitts can be shifted at each clock signal a step, either to the right or to the left.

The controller results more simple than if the switching of the control voltages of the thyristors would be utilized.

Received, July 25, 1978

Polytehnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Chauprade R., *Commande électronique des moteurs à courant alternatif.* R.G.É., *10*, 819 — 841 (1976).
2. Constantin P., *Electronică industrială.* EDP, Buc., 1976.
3. Boţan N., *Comanda sistemelor de acţionare electrică.* Ed. Tehn., Buc., 1977.
4. Alexa D. a.o., *Analysis of Commutation Processes in the Three-Phase Inverter for Driving the Sheet-Rolling Mill Rolls.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXIV (XXVIII), *3—4*, s. III (1978).
5. Lucanu M. a.o., *A Controller for a Low Frequency Three-Phase Inverter.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXV (XXIX), *1—2*, s. III (1979).

POSIBILITĂŢI DE INVERSARE A SENSULUI DE ROTAŢIE AL MOTOARELOR ASINCRONE ALIMENTATE PRIN INVERTOARE TRIFAZATE

(Rezumat)

Se prezintă două procedee de inversare a sensului de rotaţie a motoarelor asincrone alimentate de la un invertor trifazat, folosind comutaţia statică.

Procedeul de comutare a tensiunilor de comandă a tiristoarelor se poate aplica oricărui tip de invertor, iar procedeul care foloseşte un registru reversibil, în care sînt stocaţi trei biţi, permite inversarea sensului fără deconectarea sursei de alimentare a invertorului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.314.632.4

CONTROL INTEGRATED CIRCUIT FOR A VOLTAGE INVERTER

BY

ROMAN SIREŢCHI and D. ALEXA

1. Introduction

The static frequency convertors with semiconductor devices are the most modern system for driving the a.c. variable speed motors. In this purpose they must supply a three-phase output voltage, with controllable amplitude and frequency, these parameters being in a certain ratio function of the nature of load.

The static convertors are classified into the following three groups : a) static convertore with intermediate constant continuous voltage circuit ; b) static convertors with intermediats variable continuous voltage circu it ; c) direct static convertors (cycloconvertors).

2. Generalities on the Force Circuit

The achieved static convertor belongs to the category of the convertors with intermediate circuit of variable continuous voltage. The modification of the motor speed is performed in five steps (according to the practical application to be used) within the 1.5 ... 6 Hz frequency range. This domain of frequency output involves a low supply voltage of the inverter. This voltage is also used in most cases for controlling the turning-off the main thyristors, applying it by means of the auxiliary thyristors, in their blocking sense. In order to increase the safety of the blocking process a variant of inverter with auxiliary sources of loading the turning-off condensatores has been used (Fig. 1).

To obtain a three-phase output voltage of the static convertor with the waveforms shown in Fig. 2 *a* for the case of a non-reactive load, the main thyristors must be in conduction according to Fig. 2 *b*.

It must be emphasized that the turning-on of the main thyristor has not to be allowed if the previous turning-off of the main thyristor coupled to it (on the same inverter phase) had not taken place. Other wise the short-circuiting occurs at the supply voltage of the inverter, that fact damaging the semiconducting valves. The turning-off of a main thyristor is achieved by the turnnig-on of the auxiliary thyristor attached to it.

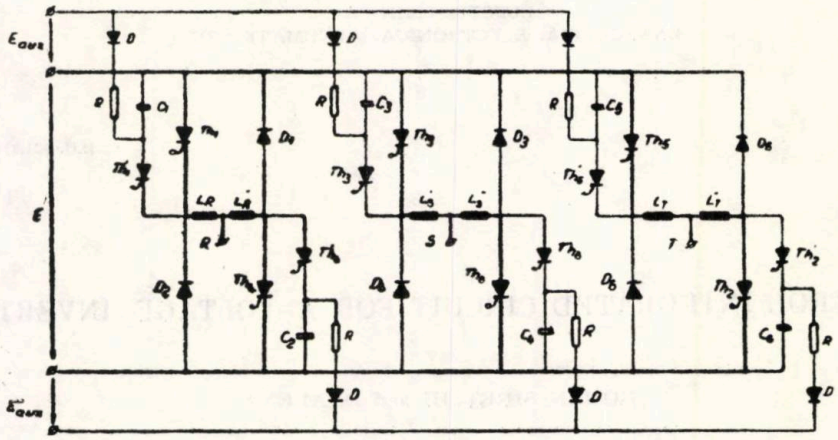


Fig. 1

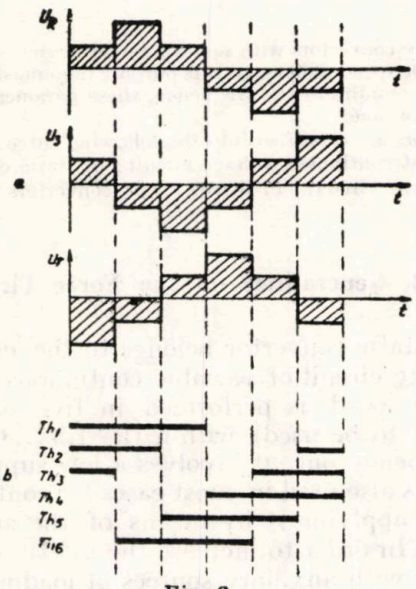


Fig. 2

3. Analysis of the Block Diagram of the Control Circuit

The control of the speed of the motor is performed step by step ; for this reason a feedback circuit is not introduced between the control circuit of the inverter and the control circuit of the rectifier, in order to maintain the correlation voltage — frequency. This fact is carried-out by means of a relay-controller (block *B*) used in similar application, trough a unique command given by the step-switch *A*.

The block diagram of the controlling circuit is presented in Fig. 3, where : A — step-switch, B — relay-controller, C — controlling circuit of the rectifier, D — digital control circuit of the inverter, E — initial digital control circuit of the main thyristors of the inverter, F — digital control circuit checking the D block, G — breakdown digital control, H — pulse amplifier blocks.

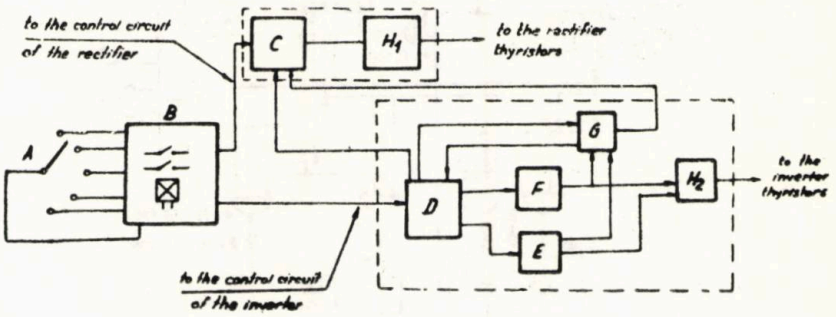


Fig. 3

The control circuit of the rectifier is not described therein since it is a classical one. For the same reason the pulse amplifier blocks from the outputs of the control circuits are not described.

It is only to be specified that the control circuits of the rectifier can be blocked when a breakdown pulse of H level given by the G block appears. The C block turns-on when the pulse b is H.

4. Digital Control Circuit of the Inverter (Block D)

This block (s. Fig. 4) receives the information corresponding to a certain operation step from the relay-controller ; thus a certain operating frequency (f_1) of the astable circuit CBA_1 is settled. These pulses (the pulses a) directed trough an inverter circuit (1/6 CDB 404) are applied to the one of the three inputs of the AND logic circuit (1/3 CDB 411).

Another input of this circuit is connected to the output of a R-Ssyac bistable circuit (CBB), performed by two NAND with two inputs (1/2 CDB 400). The switching is controlled by K_1

In the case when the signal b is of L level the system is stopped by blocking the pulses of CBA_1. Simultaneously, the couter is reseted (H level on the Reset inputs) and the type D flip-flop circuits (CDB 474) are cleared. This situation further determines : a) the E block blocking by applying the signal d of H level on the Clear inputs of flip-flops (CBB) ; b) the F block blocking by applying the signal e of L level on the Clear inputs of $J-K$ type CBB (CDB 473); c) the blocking of T clock pulses applied to the gates of the mean thyristors. This clock pulses are produced by the second astable multivibrator CBA_2 ($f_{clock} = 10$ kHz) ; d) the signalling the blocking of circuit (the LED unsupplied).

When K_1 is switched, the clock pulses a are released and the way to the CDB 493 type counter (NB) is opened. This counter generates the pulses t, u, v, w trough the decoder.

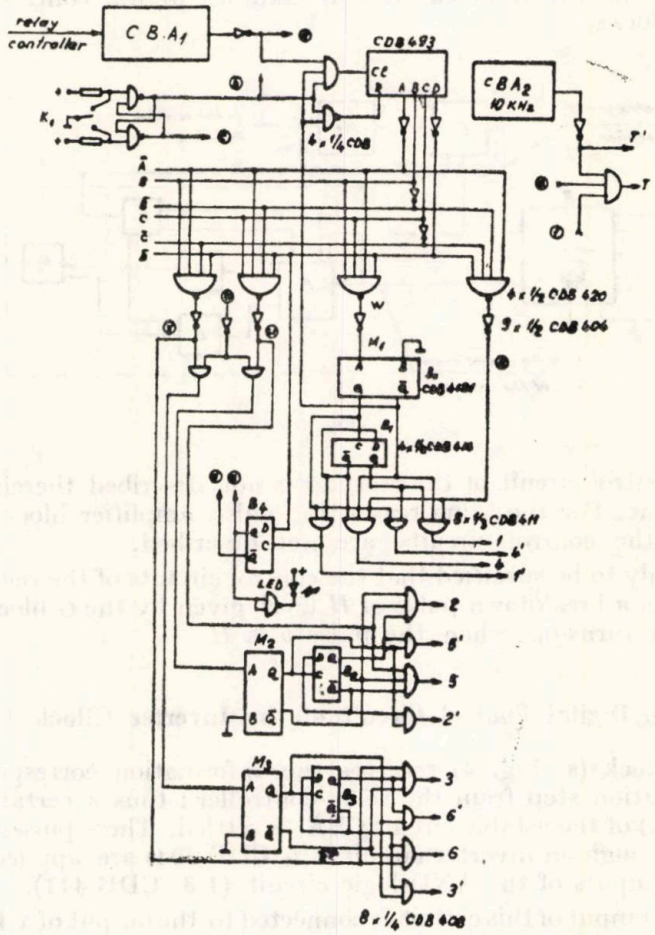


Fig. 4

The w pulse applied to the M_1-monostable (CDB 4 121), trough the inverter, brings back the NB outputs into the L state ($R_{01} = R_{02} = H$), when the sixth a, pulse, generated by CBA_1, occurs. The Q output of M_1 controls the flip-flop B_1 (D type).

By an appropiate use of a some logical gates takes places the selection of the informations supplied by M_1 and B_1 combined with the t pulses, the pulses 1, $1'$, 4 and $4'$ being thus generated. Their frequency is twelwetimes smaller than that of the a pulses and their period corresponds to the alternating out put voltage of the inverter.

The pulses *2*, *2'*, *5* and *5'* as well as *3*, *3'*, *6* and *6'* are obtained similarly, through the $M_2 - B_2$ and $M_3 - B_3$ respectively, controlled by the pulses *u* and *v*, combined previously with the short *a* pulses.

The type of logical gates used to obtain the pulses *1*, *1'*, *4* and *4'* are also used for selecting at the CBB (noted B_2, B_3) and CBM (noted M_2, M_3) outputs.

The equipment was so performed to obtain phase differences of 120 electrical degrees between the pulses corresponding to each inverter phase (between *1*, *3*, *5* and *4*, *6*, *2* respectively).

The pulse *1'* is also useful for control the B_4 flip-flop ; on the input *D* of this *CBB* is applied the *D* pulse trough the inverter circuit. The B_4 swinging causes the attaining of the other logical levels of signals *e*, *d* and for signalling, the deblocking of the blocks *E* and *F*, propagation way opening of the *T* clock pulses and the start signalling taking thus place.

5. Initial Digital Control Circuit of the Main Thyristors of the Inverter (Block *E*)

According to the control variant chosen, the control of the main thyristors takes place at the begining of their conduction period only. This fact involves an initial command applied to a group of main thyristors, conveniently chosen, to establish a circulation current through the motor. A current through the main thyristors is thus established and, consequently, the condition of remaining in conduction when the control signal disappears is fulfilled (the self-maintaining current being non-zero).

The *d* pulse passing (s. Fig. 5) to the *L* level at this moment the flip-flops B_{11} and B_{12} are deblocking. In the same time, the *a* pulse (respectively $\bar{a}$) is corresponding applied at the clock inputs of this flip-flops.

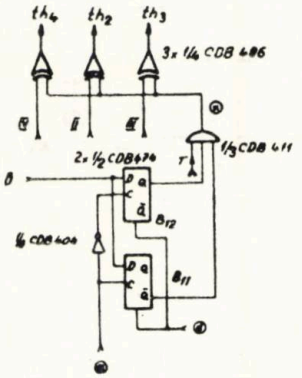


Fig. 5

By selecting the informations of this two CBB outputs, the extraction of a single pulse (the first occuring under the condition *d* at the *L* level) is obtained. Over the whole duration of this pulse the application takes place of the *T* clock pulses on the main thyristors Th_2, Th_3 and Th_4 trough some logical gates.

6. Digital Control Circuit Checking the *D* Block (Block *F*)

To prevent the two main thyristors on the same inverter phase from accidental turning-on, a fact particularly dangerous as emphasized in § 2, the auxiliary *F* block (s. fig. 6) was introduced.

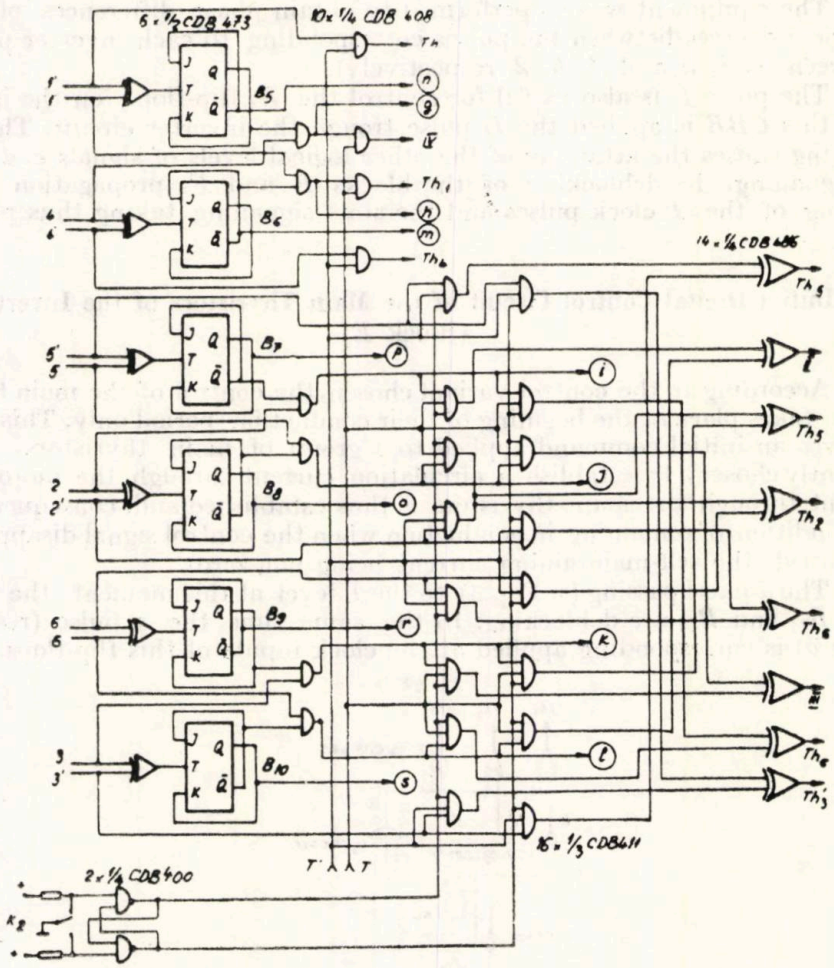


Fig. 6

The pulse diagram evidences that: a) the *D* block must supply alternatively turn-on and turn-off pulses applied to each mean thyristor; b) the turn-on pulse of a mean thyristor must be sent to the *H* block only after occurence of the turn-off pulse of the auxiliarly thyristor associated with the other mean thyristor on the same phase inverter.

To fulfil these two conditions, the pulse pairs $1-1', \ldots, 6-6'$ are applied to the flip-flops $B_5, \ldots, B_{10}$ trough some logical OR-EXCLUSIVE

gates (CDB 486). By an appropiate selection of the pulses $1-1', \ldots, 6-6'$ combined with the pulses supplied by this CBB trough same AND gates (CDB 408) with two inputs, the final pulses are obtained applied to the thyristors by means of the H block.

The propagation directions of the pulses corresponding to the two motor phases (the groups 2, $2'$, 5, $5'$ and 3, $3'$ 6, $6'$) may be interchanged by the switch K_2. In this purpose K_2 controls a multiplexer realised by the AND and OR-EXCLUSIVE gates which is placed to the F block output.

7. Breakdown Digital Control

The operation of this block, shown in Fig. 7, is inhibited until the moment when the pulse d passes to the L level. From this moment the equipment will control the operation of the D and F blocks, by means of the AND-OR-INVERT gates (CDB 453 and CDB 451).

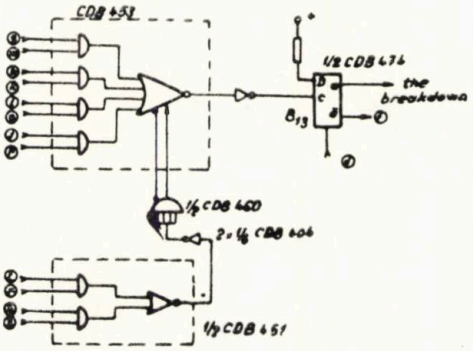


Fig. 7

Thus when one of the proper operation conditions of the D and F blocks (previously mentioned) is not fulfilled, the flip-flop B_{13} goes to $Q = H$ state. In this case, B_{13} will supply a pulse with H level (toward the rectifier control circuits), blocking by means of the f pulse the AND gate through which the T clock pulses pass toward the main thyristors.

8. Conclusions

The control circuit described herein permits to obtain the command pulses for a voltage inverter with individualy turn-off commutation, the surveillance of the control circuits and to respected the command secquence pulses.

This control circuit entirely realized with romanian integrated digital circuits was designed.

Received, May 31, 1978

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers

SCHEMĂ DE COMANDĂ CU CIRCUITE INTEGRATE PENTRU UN INVERTOR DE TENSIUNE

(Rezumat)

Circuitul descris, utilizat pentru comanda unui invertor de tensiune cu stingere independentă, face parte dintr-un montaj realizat pentru comanda unui convertizor static cu circuit intermediar de tensiune continuă variabilă. Schema prezentată permite pe de o parte obţinerea impulsurilor de comandă, pe de altă parte asigură supraveghierea bunei funcţionări a montajului precum şi respectarea unei succesiuni impuse pentru aceste impulsuri.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 612.3.016.45

SUR LA COMPENSATION DE L'ÉNERGIE RÉACTIVE DANS LE CAS DES CONSOMMATEURS DÉFORMANTS AYANT DES CHOCS DE PUISSANCE RÉACTIVE

PAR

GH. CÎRŢINĂ et D. IVAS

1. Introduction

Dans le dernier temps le nombre et le poids des consommateurs déformants augmentent d'une manière continuelle. Parmi ceux-ci, les redresseurs ont une place très importante. L'utilisation des redresseurs pose des problèmes spéciaux en ce qui concerne leur intégration dans le réseau d'alimentation, la compensation du régime déformant, la compensation de la puissance réactive, etc.

Pour que les harmoniques produites par les installations de redresseurs ne pénètrent pas dans le réseau d'alimentation, on utilise, avec une bonne efficacité, des filtres d'absorption accordés sur les harmoniques respectives. Le nombre des filtres à monter dépend du spectre des harmoniques, de l'amplitude des ceux-ci et du degré de distorsion admis pour la tension. En raison de leur caractère capacitif par rapport à la fondamentale, les filtres d'absorption peuvent servir comme sources pour la compensation de l'énergie réactive solicitée par l'installation même des redresseurs. Pour l'amélioration du facteur de puissance de cos φ_1 à cos φ_2, les filtres doivent fournir une puissance réactive [1], [2]:

$$Q_{1f} = S_n \cos \varphi_2 (\operatorname{tg} \varphi_2 - \operatorname{tg} \varphi_1), \tag{1}$$

où S_n est la puissance apparente du consommateur.

Dans le cas où les consommateurs déformants présentent en permanence des chocs de puissance réactive (ayant une fréquence, généralement, de 10...15 chocs/min.), ces chocs provoquent, à leur tour, des variation brusques de tension et la solution des problèmes spéciaux ci-dessus mentionnés, devient beaucoup plus complexe.

Le travail ci-dessous s'occupe de la compensation optimale de l'énergie réactive compte tenu de la compensation du régime déformant et le réglage de la tension, dans le cas des consommateurs déformants ayant des chocs de puissance réactive.

2. La puissance réactive solicitée par les installation de redresseurs

Il est connu que les redresseurs absorbent du réseau alternatif une puissance réactive ayant une composante de commande et une autre de commutation. La première composante est due au fait que les variations du courant en temps sont prescrites par les angles de commande. Pour un angle

de commande quelconque, α, la puissances réactive qui correspond à la fondamentale, $Q_{1\alpha}$, est donnée par la relation [1], [2] :

$$\frac{Q_{1\alpha}}{U_{di} I_d} = \sin \alpha, \tag{2}$$

où : I_d — le courant constant filtré ; U_{di} — la valeur moyenne de la tension continue du redresseur idéalisé.

Compte tenu que pendant la commutation le transformateur du redresseur se trouve en court-circuit, on considère que le redresseur prend, outre la puissance réactive de commande, une puissance réactive due à la comutation. La somme des deux composantes a pour expression [1] :

$$\frac{Q_{1\alpha}}{U_{di} I_d} = \frac{2\gamma + \sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \gamma)}{4 \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)} = F(\alpha, \gamma), \tag{3}$$

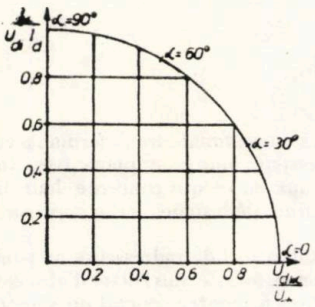


Fig. 1

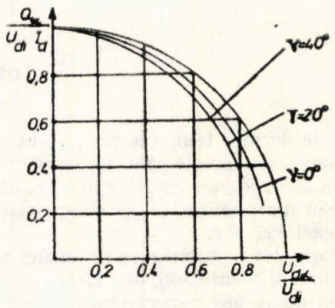


Fig. 2

où γ est l'angle de superposition anodique.

Dans les fig. 1 et 2 sont représentées les puissances réactives correspondantes aux relation (2), respectivement (3), en fonction du rapport $U_{d\alpha}/U_{di}$.

3. L'influence de la puissance de court-circuit du jeu de barres

Si le redresseur est raccordé au réseau ayant la puissance de court-circuit S_k, le processus de commutation est déterminé par la réactance $X_{kl} + X_{kt}$ et, par suite, l'angle γ augmente (à cause de la réactance X_{kl}).

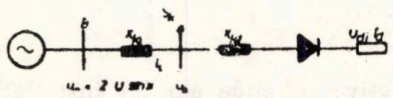


Fig. 3

Décisif pour l'influence de X_{kl} est le rapport entre la puissance idéale du redresseur et la puissance de court-circuit dans le point A, $U_{di} I_d/S_k$ (fig. 3). La profondeur des chutes de tension dues à la commutation dépend

du rapport X_{kl}/X_{kt}, les deux extrêmes en correspondant à la situation $X_{kl} = 0$, (la tension reste sinusoïdale), respectivement $X_{kt} = 0$ (les chutes de tension sont maxima).

À la différence de la charge inductive, dans ce cas ce n'est pas l'amplitude qui diminue, mais c'est la courbe de tension qui va se déformer et, simultanément, la valeur moyenne de la tension qui diminue.

Afin d'étudier le fonctionnement de l'installation de redresseurs et des autres installations branchées sur le même jeu de barres (ayant la puissance de court-circuit S_k), on part de la relation

$$u_A(x) = u_B(x) - X_{kl} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x} i_L(x). \tag{4}$$

À la suite de quelques transformations adéquates, la relation (4) devient

$$\frac{U_A}{U_B} \approx 1 - \frac{\rho}{2} \cdot \frac{3}{\pi}\left[2 - \rho \frac{1}{\sqrt{3}u_{kt}}\right] F(\alpha, \gamma), \tag{5}$$

où : u_{kt} — la tension de court-circuit du transformateur ; $\rho = U_{di} I_d / S_k$ — le coefficient de puissance du redresseur.

Dans la fig. 4 est représentée la fonction $U_A/U_B = f(\rho)$, avec μu_{kt}, ($\mu = I_d/I_{dN}$), comme paramètre pour le domaine normal de l'engagement dans les cages réversibles du laminoir, (I_{dN} — le courant nominal du redresseur).

Si pour le jeu de barres A (fig. 3) on introduit des filtres d'absorption pour les harmoniques d'ordre $k_1, k_2, \ldots, k_n$, produites par le consommateur déformant, ces filtres vont fournir sur la fondamentale une puissance réactive donnée par la relation

$$Q_1 = \sum_{k=k_1}^{k_n} \frac{k^2}{k^2 - 1} Q_{ck} \left(\frac{U_A}{U_B}\right)^2 = \sum_{k=k_1}^{k_n} Q_k \left(\frac{U_A}{U_B}\right)^2, \tag{6}$$

où Q_{ck} est la puissance nominale des condensateurs du filtre k.

En prenant pour critère de répartition l'égalité des pertes spécifiques des condensateurs, la puissance réactive solicitée, Q_{1f} (à $U_A = U_B$), sera distribuée entre les filtres des harmoniques proportionnellement aux coefficients ν_k, [3] :

$$\nu_k = \frac{Q_k}{Q_{1f}} = \frac{\sqrt{1/k^3}}{\sum_{k_1}^{k_n} \sqrt{1/k^3}}, \quad (k = k_1, k_2, \ldots, k_n). \tag{7}$$

Dans ce cas, la puissance réactive fournie par les filtres est donnée par l'expression

$$Q_1 = \sum_{k=k_1}^{k_n} \nu_k Q_{1f} \left(\frac{U_A}{U_B}\right)^2. \tag{8}$$

La fig. 4 met en évidence la diminution de la puissance réactive fournie par les filtres installés pour le cas du fonctionnement des redresseurs avec des chocs de puissance réactive. Plus que la tension de court-circuit

du transformateur, u_{kt}, ou les valeurs du rapport $\mu = I_d/I_{dN}$ seront plus grandes, ou plus que la puissance de court-circuit du jeu de barres sera plus petite, d'autant la puissance réactive fournie par les filtres sera moindre. Ces observations imposent que dans la mise en projet des filtres pour les consommateurs déformants ayant des chocs de puissance réactive, qu'on

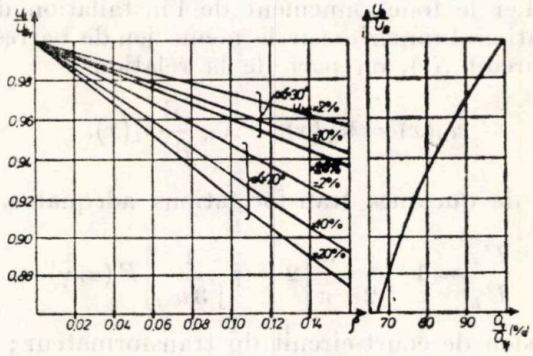


Fig. 4

tient compte, à la détermination de la puissance réactive fournie par les filtres, de l'influence des paramètres u_{kt}, μ, S_k, autrement les erreurs peuvent atteindre des valeurs élevées.

La relation (8) permet à constater que si l'on ne prend pas des mesures spéciales quant à la réduction des variation de tension, la puissance nominale des condensateurs des filtres doit augmenter de $1/[1-(U_A/U_B)^2]$ fois, ce qui représente une valeur importante.

4. L'influence de l'installation des condensateurs série

Un moyen éfficace de diminution des variations de tension sur le jeu de barres A est, dans certaines situation, l'installation d'une batterie de condensateurs série, de puissance Q_{cs}, ayant la réactance X_{cs}, en amonte du jeu de barres (fig. 5).

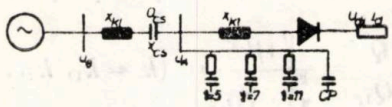


Fig. 5

En partant de la même relation (4), avec

$$(9) \qquad X'_{kl} = X_{kl} - X_{cs}, \qquad (10) \qquad X_{cs} = K\frac{3U_B^2}{S_k} = K\,X_k,$$

on trouve :

$$(11) \qquad \frac{U_A}{U_B} = 1 - \frac{U_{di}I_d}{S'_k}\cdot\frac{3}{\pi}\left(2 - \frac{U_{di}I_d}{S'_k}\cdot\frac{1}{\sqrt{3}\,u_{kt}}\right) + \delta Q_{1f},$$

expression qui ressemble à (5) exceptant le facteur

$$S'_k = \frac{S_k}{1 - K} \tag{12}$$

avec $$\delta = \frac{3\,(1-K)}{S_k}\left[1 - \frac{U_{di}\,I_d}{S_k}\cdot\frac{3}{\pi}\left(2 - \frac{U_{di}\,I_d}{S_k}\cdot\frac{1}{\sqrt{3}u_{tk}}\right)\right]^{-1}.$$

Donc, l'installattion des condensateurs série, par l'augmentation de la puissance de court-circuit, conduit à la réduction du paramètre μ et, implicitement, à la réduction des chutes de tension. Cette interdépendence permet à trouver l'optimum de l'ensemble condensateurs série — filtres d'absorption.

5. Les valeurs optima des puissances des condensateurs série, Q_{cs}, et des condensateurs des filtres, Q_{1f}

On va noter par K_s le coût du kVar installé dans les condensateurs série et par K_f — le coût du kVar installé dans les condensateurs des filtres. Les coefficients K_s et K_f considèrent les frais d'installation ainsi que le taux d'actualisation. Le coût des réactances des filtres on va le négliger par rapport à celui des condensateurs, ou, pour une exactité plus grande, on le prendra constant. Les frais qu'on doit minimiser ont, donc, pour expression:

$$A = K_s Q_{cs} + K_f Q_{1f}. \tag{13}$$

Si l'on met

$$u_a = 1 - \frac{U_A}{U_B}, \tag{14}$$

des deux solution de l'équation (11), on va accepter uniquement la plus grande :

$$S'_k = \frac{U_{di}\,I_d}{\sqrt{3}\,u_{kt}\left[1 - \left(1 - 0{,}60\,\frac{u_a}{u_{kt}}\right)^{1/2}\right]}, \tag{15}$$

parce que toujours $\rho < 1$.

En utilisant les relations (10), (12) et (15), on en déduit la valeur de la réactance X_{cs}

$$X_{cs} = \frac{X_k}{\beta}\left[\beta - 1 + \left(1 - 0{,}60\,\frac{u_a}{u_{kt}}\right)^{1/2}\right], \tag{16}$$

où

$$\beta = \frac{\rho}{\sqrt{3}\,u_{kt}}. \tag{17}$$

Avec la relation (16) la puissance des condensateurs série devient :

$$(18) \qquad Q_{cs} = 3\,\mu^2 I_{dN}^2 X_{cs} = 3\,\mu^2 I_{dN}^2 \frac{X_k}{\beta}\left[\beta - 1 + \left(1 - 0{,}60\frac{u_a}{u_{kt}}\right)^{1/2}\right].$$

Pour une chute de tension donnée, compte tenu de la contribution des condensateurs série, la puissance des condensateurs des filtres sera

$$(19) \qquad Q'_{1f} = \frac{1}{(1-u_a)^2} Q_{1f}.$$

Avec (18) et (19), (13) devient

$$(20) \quad A = 3(K_s - K_f)\,\mu^2 I_{dN}^2 \frac{X_k}{\beta}\left[\beta - 1 + \left(1 - 0{,}60\frac{u_a}{u_{kt}}\right)^{1/2}\right] + K_f \frac{1}{1-u_a^2} Q_{1f}.$$

Pour trouver la valeur u_a qui assure le minimum de l'expression (20) il est nécessaire d'analyser l'équation $dA/du_a = 0$. Comme la solution générale de celle-ci est difficile à la trouver, pour un cas particulier on recourt soit à une méthode graphique, soit à une méthode des essais succesifs. Une fois la valeur u_a déterminée, les relations (18) et (19) permettent à calculer Q_{cs} et Q_{1f}.

6. Conclusions

1. Dans le cas des consommateurs déformants ayant des chocs de puissance réactive, les filtres sont moins efficaces comme source de puissance réactive.

2. L'installation des condensateurs série augmente la contribution des filtres d'absorption dans la fourniture de la puissance réactive.

3. Si l'on utilise des condensateurs série il y a à trouver l'optimum de la puissance installée dans les condensateurs série et dans les filtres d'absorption.

Reçue le 21 octobre 1978

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Garabet T., Bivol I., Negru G., *Utilizarea redresoarelor comandate în acționările electrice*, Ed. Tehn., Buc., 1969.
2. Möltgen G., *Tiristoarele în practică*, (traduit de l'allemand). Ed. Tehn., Buc., 1970.
3. Добрусин Л. А. и др., *Сопоставление вариантов распределения реактивной мощности между параллельными цепями фильтро-компенсирующего устроиство.* Электричество, *4*, 21—26 (1977).

ASUPRA COMPENSĂRII ENERGIEI REACTIVE ÎN CAZUL CONSUMATORILOR DEFORMANȚI AVÎND ȘOCURI DE PUTERE REACTIVĂ

(Rezumat)

Se prezintă o metodă de repartizare optimală a puterii condensatoarelor între instalațiile de filtrare a armonicilor și cele de reglare a tensiunii pentru cazul consumatorilor deformanți prezentînd șocuri de putere reactivă.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.314.2

ÜBER DAS VERHALTEN DES VORMAGNETISIERTEN SCHWEIßTRANSFORMATORS WÄHREND DEM SCHWEIßEN MIT ELEKTRISCHEM LICHTBOGEN

VON

RODICA OLÁH und IOSIF OLÁH

1. Vorwort

In vorliegender Arbeit wird, von den Funktionseigenheiten des Schweißtransformators [1] ausgehend und die Merkmale des handbetrieblichen Schweißprozesses betrachtend, das Verhalten des vormagnetisierten Schweißtransformators analysiert um qualitative Verbesserungsmöglichkeiten dieses Transformators ausfindig zu machen.

Es werden vom Schweißprozeß bedingte Eigenschaften der, für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen, verwendeten Speisequellen, angenommen und zwar:

a) Die für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen verwendeten Speisequellen solten ein gutes Verhalten, was schnelländernde Belastungszustände (vom Kurzschluß zum Leerlauf und umgekehrt) betrifft, haben.

b) Die Trägheit der Speisequelle, bei einem Änderungsbefehl des Schweißzustandes sollte so klein sein wie möglich.

c) Die Speisequelle solte fähig sein, den vorgeschriebenen Schweißzustand, bei einer Änderung der Lichtbogenlänge, die durch annähern oder entfernen des Elektrodes hervorgerufen wird, einzuhalten.

2. Funktionseigenheiten des vormagnetisierten Schweisstransformators

Die Streuinduktanz des Transformators wird künstlich mittels eines magnetischen Streukerns vergrößert. Die Änderung des Betriebszustandes erhält man durch eine kontinuierliche Änderung der magnetischen Permeabilität des festen Streukerns mit Hilfe einer Gleichstromsteuerung. Um dies zu erziehlen wurde das prinzipielle Schema aus Abb. 1 angenommen. Die verwendeten Bezeichnungen sind: N_1, N_2, N_c — Windungszahl der Primär-, Sekundär- und Steuerwicklung; U_1, U_2 — Effektivspannung des Primärs

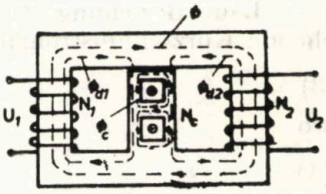


Abb. 1

bzw. Sekundärs ; Φ_{d1}, Φ_{d2} — Streufluß des Primärs bzw. Sekundärs ; Φ — nützlicher Bündelfluß ; Φ_c — Steuerfluß (Vormagnetisierungsfluß) der vom Gleichstrommagnetfeld erzeugt wird.

3. Das Verhalten des vormagnetisierten Transformators während dem Schweissprozess mit elektrischem Lichtbogen

Bedingung **1** *a* ist dank der Funktionseigenheiten dieses, für das Schweißen verwendeten Speisequellentyps, erfüllt.

In jedwelchem Betriebszustand, bleibt die Summe zwischen dem nützlichen Fluß Φ und dem Streufluß Φ_d des Transformators konstant und belastungsunabhängig :

$$\Phi_1 = \Phi + \Phi_d = \frac{U_1}{2\pi f N_1}, \tag{1}$$

wo Φ_1 der von der Primärwicklung bei einer Speisespannungsfrequenz f erzeugte magnetischer Bündelfluß ist.

Bei Leerlauf ist $\Phi_1 = \Phi$, $\Phi_d = 0$. Bei Kurzschluß ist $\Phi_1 = \Phi_d$, $\Phi = 0$, Daraus folgt daß die Spannungswiederherstellung an den Quellenklemmen nach den, von den geschmolzenen Metalltropfen während des Schweißprozesses mit elektrischem Lichtbogen erzeugten Kurzschlüßen, praktisch ohne Trägheit erfolgt.

Um das Verhalten des vormagnetisierten Schweißtransformators, was den vorgeschriebenen Schweißzustand betrifft, hervorzuheben (Bedingung **1** *b*), wird ein, den Speisequelleneigenheiten entsprechendes Funktionsschema hergestellt. In [1] wurde der Ausdruck der Steuercharakteristik festgelegt :

$$I_{sc} = \frac{U_{20}}{2\omega\mu_0 N_2^2}\left[K_1 + \frac{K_2}{\alpha}\left(\beta + \frac{N_c}{l_c} I_c\right)\right], \tag{2}$$

wo I_{sc} — der Kurzschlußstrom der Speisequelle, der mittels des Steuerstromes bestimmt wird, ist ; U_{20} — die Leerlaufspannung des Sekundärs ; I_c — der Steuergleichstrom ; N_2 — die Windungszahl des Sekundärs ; N_c — — die Windungszahl der Steuerwicklung ; l_c — die Mittelwertslänge des magnetischen Steuerkreises ; K_1 — eine Konstante, die von den Bauelementen des Transformators, dem Kernblechtyp des Hauptmagnetkreises und vom Maximum der Induktanz abhängig ist ; K_2 — eine Konstante, die von den Bauelementen des Streukerns abhängt ; μ_0 — magnetische Permeabilität der Luft ; α, β — Koeffizienten der Annäherungsfunktion der Kennlinie $\mu_r = f(H_c) = \alpha/(\beta + H_c)$; H_c — Gleichstrommagnetfeld des Steuerkreises ; ω — Speisespannungsschwingung.

Laut Beziehung (2) veranlassen die Steuerstromänderungen entsprechende Kurzschlußstromänderungen folgender Form :

$$\Delta I_{sc} = K_s \Delta I_c, \tag{3}$$

wo

$$K_s = \frac{U_{20} K_2 N_c}{2\omega\mu_0 N_2^2 \alpha l_c}. \tag{4}$$

Die Größe K_s aus (4) ist eine Konstante die von den Bauparametern und dem Material des Magnetkreises abhängt.

Der Gleichung (3) entspricht ein Funktionselement vom Typ Proportional-Trägheitslos (Abb. 2 *c*).

Die Gleichung des Steuerkreises ist :

$$u_c = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt}, \tag{5}$$

wo : u_c — die Eingangsspannung des Steuerkreises ; i_c — der Eingangsstrom ; R_c — der Steuerkreiswiderstand ; L_c — die Steuerkreisinduktanz, als Element eines Linearkreises betrachtet, ist.

Laut (5) erhält man den operationalen Ausdruck :

$$I_c(s) = [U_c(s) - R_c I_c(s)] \frac{1}{sL_c}, \tag{6}$$

der den negativen Rückkopplungsefekt des Steuerkreiswiderstandes hervorhebt.

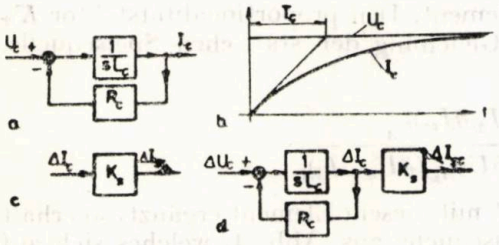


Abb. 2

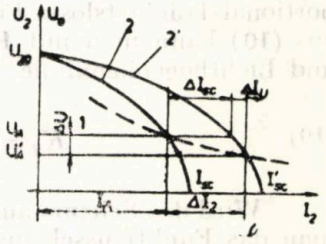


Abb. 3

Das entsprechende Funktionsschema wird in Abb. 2 *a* dargestellt. Der Steuerkreis charakterisiert sich durch eine elektromagnetische Trägheit, eigen den proportionelen Funktionselementen, mit 1. Klasse Verziehung und einer Zeitkonstante $T_c = L_c/R_c$ (Abb. 2 *b*).

Zieht man die Funktionsschemas aus Abb. 2 *a* und 2 *c* zusammen, so erhält man das Funktionsschema aus Abb. 2 *d*. Daraus folgt das die Trägheit des vormagnetisierten Schweißtransformators, bei einem Änderungsbefehl des Kurzschlußstromes, durch Änderung der Steuergleichspannung, nur von der elektromagnetischen Trägheit des Steuerkreises bestimmt wird.

In Abb. 3 wurden die äußeren Kennlinien der Speisequelle für zwei Werte des Kurzschlußstromes I_{sc} und I'_{sc} die dem Steuerstrom I_c und I'_c (Kurve *2* und *2'*) entsprechen, dargestellt. In derselben Abbildung wurde auch die statische Kennlinie des elektrischen Lichtbogens, welche einer konstanten Länge deselbens entspricht, dargestellt (Kurve *1*).

Um den Ausdruck der Änderung des Schweißstromes, abhängig von der Änderung des Kurzschlußstromes beim Übergang von einer äußeren Kennlinie der Speisequelle zu einer anderen, für eine kostante Länge des elektrischen Schweißlichtbogens zu bestimmen, kann man, mit den Bezeichnungen aus Abb. 3 für kleine Änderungen des Steuerstromes (bzw. Kurzschlußstromes), schreiben :

$$(7) \qquad \Delta I_2 = \left(\frac{\partial I_2}{\partial I_{sc}}\right)_{U_A} \Delta I_{sc} + \left(\frac{\partial I_2}{\partial U_2}\right)_{I'_{sc}} \Delta U.$$

Der Stromänderung ΔI_2 entspricht eine Spannungsänderung ΔU des Lichtbogens als Folge der Änderung des Kurzschlußstromes der Speisequelle durch eine Änderung des Steuerstromes.

Der Arbeitspunkt verschiebt sich auf der statischen Kennlinie des Lichtbogens bis die Spannungsänderungen des Lichtbogens und der Speisequelle gleich werden:

$$(8) \qquad \Delta U = \left(\frac{\partial U_a}{\partial I_2}\right)_l \Delta I_2.$$

Aus Gleichung (7) und Beziehung (8) ergibt sich

$$(9) \qquad \Delta I_2 = \frac{(\partial I_2/\partial I_{sc})_{U_A}}{1-(\partial I_2/\partial U_2)_{I'_{sc}}(\partial U_a/\partial I_2)_l} \Delta I_{sc} = K_T \Delta I_{sc}.$$

Gleichung (9) stellt die Stromänderung des Lichtbogens, bei einem Änderungsbefehl des Kurzschlußstromes ΔI_{sc} dar. Ihr entspricht ein Proportional-Trägheitsloses Funktionselement. Den proportionalitätsfaktor K_T aus (10) kann man mit Hilfe der Gleichung der statischen Speisequelle, und Lichtbogenkennlinie errechnen:

$$(10) \qquad K_T = \frac{(\partial I_2/\partial I_{sc})_{U_A}}{1-(\partial I_2/\partial U_2)_{I'_{sc}}(\partial U_a/\partial I_2)_l}.$$

Wird das Schema aus Abb. 2 *d* mit diesem Element ergänzt, so erhält man das Funktionsschema der Speisequelle aus Abb. 4, welches sich auf Schweißstromänderungen, bei Änderungen der Steuerspannung, bezieht. Es ist also auch Bedingung **1** *b* erfüllt.

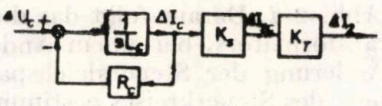


Abb. 4

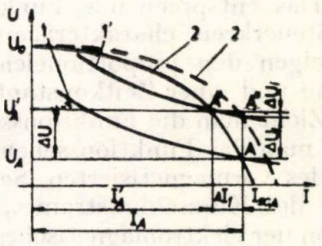


Abb. 5

Die Trägheit bei einer Änderung des Schweißzustandes ist nur von der elektromagnetischen Trägheit des Steuerkreises, die im handbetrieblichen Schweißprozess nicht maßgebend ist, bestimmt.

4. Verbesserungsmöglichkeiten der Schweißfähigkeit

Um die Erfüllbarkeit der Bedingung **1** *c* zu prüfen, wurde in Abb. 5 der Einfluß der Änderung der Lichtbogenlänge auf den Schweißstrom im stationären Zustand hervorgehoben. Die Kurven *1* und *1'* entsprechen den

statischen Kennlinien des Lichtbogens für zwei verschiedene Längen $l_1 < l_1'$ und die Kurve *2* stellt die statische Kennlinie der Speisequelle dar. Betrachtet man die statischen Kennlinien in der Nähe des Arbeitspunktes als geradlinig, so kann man Mechanismus der Lichtbogenstörung durch folgende Beziehung ausdrücken :

$$\Delta U = \left(\frac{\partial U_a}{\partial l}\right)_{I_A} \Delta l + \left(\frac{\partial U_a}{\partial I}\right)_{l'} \Delta I_1. \tag{11}$$

Diese Spannungsänderung des Lichtbogens die einer Änderung der Lichtbogenlänge folgt, muß gleich der Spannungsänderung, der äusseren Kennlinie der Speisequelle sein :

$$\Delta U = \left(\frac{\partial U_s}{\partial I}\right)_{I_{scA}} \Delta I_1. \tag{12}$$

Aus Gleichung (11) und Beziehung (12) folgt :

$$I_1 = - \frac{(\partial U_a/\partial l)_{I_A}}{(\partial U_a/\partial I)_{l'} - (\partial U_s/\partial I)_{I_{scA}}} \Delta l. \tag{13}$$

Beziehung (13) stellt die Abhängigkeit der Änderung des Schweißstromes von der Lichtbogenlänge im stationären Zustand dar. Der Zähler der Beziehung (13) stellt den Potentialgradient $E_c = \Delta U_a/\Delta l$ und der Nenner den Stabilitätskoeffizienten k_s dar. k_s wird in der Fachliteratur [2] als Differenz der Steilheiten der statischen Kennlinien des Lichtbogens und der Speisequelle definiert (Stabilitätsgesetz von K a u f m a n n). Man kann also Beziehung (13) folgenderweise schreiben :

$$I_1 = - \frac{E_c}{K_s} \Delta l. \tag{14}$$

Es wird also hervorgehoben daß die Änderungen des Schweißstromes die den Längenänderungen des Lichtbogens entsprechen, immer endgegengesetzte Vorzeichen haben. Aus Abb. 4 ergibt sich das Funktionsschema des vormagnetisierten Transformators (Abb. 6), welches die Änderung des Schweißstromes, sowohl dank der Änderung der Steuerspannung durch die Komponente ΔI_2, als auch durch Störänderungen der Lichtbogenlänge (Komponente ΔI_1), in Betracht zieht :

$$\Delta I = \Delta I_2 \pm \Delta I_1. \tag{15}$$

Um den Schweißstrom auch bei Änderungen der Lichtbogenlänge konstant zu halten, muß die magnetomotorische Steuerspannung vom Schweißstrom abhängig sein und bei dem Änderungseffekt der Lichtbogenlänge entsprechend reagieren. Durch dies wird eigentlich der Übergang auf eine andere äußere Kennlinie der Speisequelle (Kurve *2*) gesichert, die durch den Punkt A'' (Abb. 5) geht. Zu diesem Zweck muß das Funktionsschema (Abb. 6) mit einem Messelement für den Schweißstrom ergänzt werden, welches durch eine elektrische (wie in Abb. 7 mit voller Linie),

oder durch eine magnetische (in Abb. 7 mit unterbrochener Linie) Rückkopplung entsprechend beeinflußt.

Wenn die Abhängigkeit $\Delta I_1(t) = f(\Delta l(t))$ bekannt ist, so besteht die Möglichkeit die dynamischen Fähigkeiten, durch einführen eines entsprechenden Reglers nach dem ersten Vergleichselement (Y_R aus Abb. 7), zu verbessern.

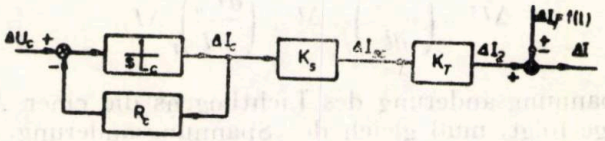


Abb. 6

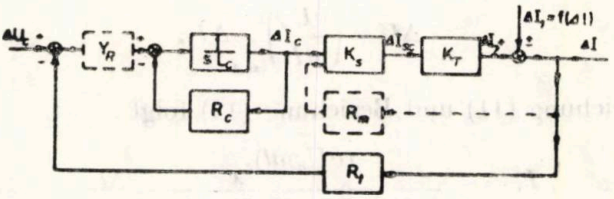


Abb. 7

5. Schlussfolgerungen

Hier wurden die Verhaltungseigenheiten des vormagnetisierten Schweißtransformators, sowohl während des schnelländerden Belastungszustandes, typisch für den Schweißprozeß mit elektrischem Lichtbogen, als auch bei Änderungen des Schweißzustandes durch Steuergleichspannung, analysiert.

Es wurden gleichzeitig auch die gebotenen Möglichkeiten für automatische Stabilisierung des vorgeschriebenen Schweißzustandes des vormagnetisierten Transformators hervorgehoben, was zu einer Qualitätsverbesserung der Schweißung führt.

Eingegangen am 24. November 1978

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Electroenergetik
und
Lehrstuhl für Elektroenergieanwendung
und Regelungstechnik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Oláh R., Oláh I., Prisăcaru V., *Regimul staționar al transformatorului de sudare cu premagnetizare.* Bul. Inst. polit., Iași, XXIV (XXVIII), *3—4*, s. III, 1978.
2. Popovici Vl., Ivancenko A., *Utilajele sudării electrice.* EDP, Buc., 1968.

ASUPRA COMPORTĂRII TRANSFORMATORULUI CU PREMAGNETIZARE ÎN PROCESUL SUDĂRII CU ARC ELECTRIC

(Rezumat)

Se analizează comportarea transformatorului cu premagnetizare în regimul de sarcină rapid variabilă, caracteristică procesului de sudare manuală cu arc electric, precum și la modificarea regimului de sudare prin tensiunea de comandă. Se evidențiază posibilitatea stabilizării automate a regimului de sudare prescris, în vederea îmbunătățirii calității sudurii.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 1—2, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 628.972 : 621.7

ASUPRA CALCULULUI COMPONENTEI DIRECTE A ILUMINĂRII CU SURSE LUMINOASE LINIARE

DE

CLAUDIA BOTEZ şi RADU FLORESCU

1. Introducere

Iluminatul cu surse luminoase liniare capătă o aplicabilitate din ce în ce mai mare, mai ales datorită utilizării intensive a corpurilor de iluminat echipate cu tuburi fluorescente. În hale industriale, ateliere etc. acestea se montează în şiruri paralele, care în anumite condiţii se pot considera surse liniare.

2. Stabilirea relaţiei generale de calcul

Prezintă interes determinarea valorii componentei directe a iluminării într-un punct P aparţinînd unui plan oarecare Q, înclinat faţă de planul orizontal cu un unghi θ (fig. 1). Pentru a o calcula, se separă din fîşia luminoasă un element de lungime dx, care faţă de punctul P este o sursă luminoasă punctiformă :

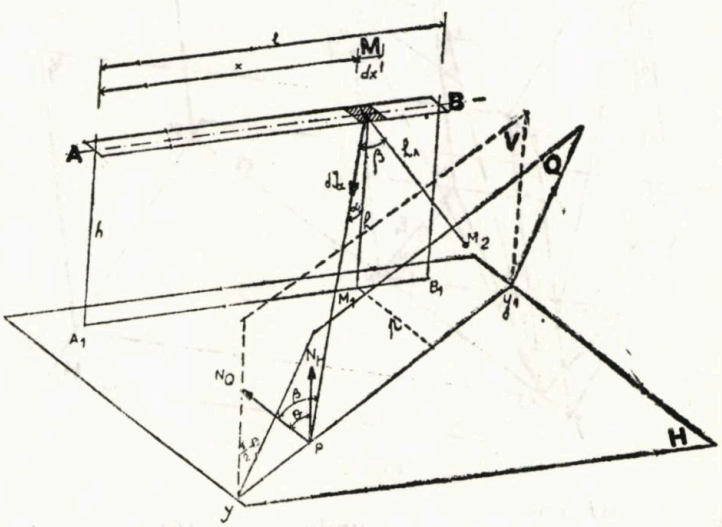


Fig. 1

$$(1) \qquad dE_{P(Q)} = \frac{dI_\alpha \cos \beta}{MP^2}.$$

Ținînd cont de relațiile cunoscute în literatură privind valoarea lui cos β și iluminarea în plan orizontal [2] ... [4], rezultă :

$$(2) \qquad \begin{cases} dE_{P(Q)} = dE_{P(H)} \left(\cos \theta \pm \frac{p}{h} \sin \theta \right), \\ dE_{P(Q)} = dE_{P(H)} \cos \theta \pm \left(\frac{p}{h} dE_{P(H)} \right) \sin \theta, \end{cases}$$

adică :

$$(3) \qquad dE_{P(Q)} = dE_{P(H)} \cos \theta \pm dE_{P(V)} \sin \theta$$

sau

$$(4) \qquad E_{P(Q)} = E_{P(H)} \cos \theta \pm E_{P(V)} \sin \theta.$$

Așadar iluminarea în punctul P, aparținînd unui plan oarecare Q, înclinat cu unghiul θ față de planul orizontal, se poate exprima funcție de iluminarea din planul orizontal ce trece prin punctul P și cea din planul vertical ce trece prin punct și prin urma (yy_1) a planului Q pe planul H.

Relația (4) poate fi transformată prin explicitarea iluminării din planul vertical, E_{PV}. În acest scop se consideră fîșia luminoasă din fig. 2 și punctul P aparținînd unui plan vertical V. Iluminarea în punct va fi :

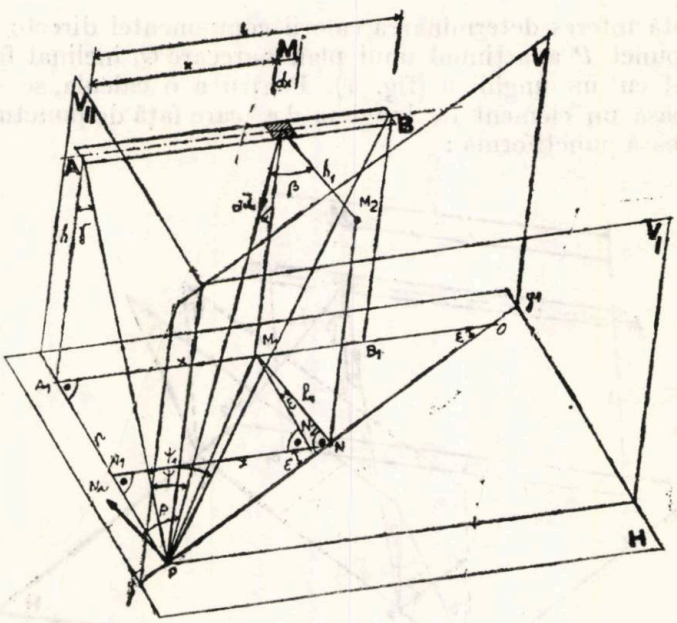


Fig. 2

$$(5) \qquad dE_{P(V)} = \frac{dI_\alpha \cos \beta}{MP^2}, \qquad \text{unde} \qquad (6) \qquad \cos \beta = \frac{h_1}{MP}.$$

Interesează expresia distanței h_1 de la sursa luminoasă elementară dx la planul V:

(7) $$NN_1 = N_1N_2 \pm N_2N = x \pm h_1 \sin \varepsilon.$$

Semnul + sau — apare după cum urma (yy_1) a planului V intersectează proiecția axei sursei liniare de aceeași parte cu punctul M_1 sau cu puntul A_1, deci după cum $h_1 < p$ sau respectiv $h_1 > p$.

Din considerente geometrice mai rezultă:

(8) $$NP = \frac{NN_1}{\cos \varepsilon} = \frac{x}{\cos \varepsilon} \pm \frac{h_1 \sin \varepsilon}{\cos \varepsilon}.$$

Dar triunghiurile A_1M_1P și M_1NP sînt dreptunghice, încît:

(9) $$x^2 + p^2 = h_1^2 + \left(\frac{x}{\cos \varepsilon} \pm \frac{h_1 \sin \varepsilon}{\cos \varepsilon}\right)^2.$$

Relația (9) reprezintă o ecuație de gradul al doilea în h_1, a cărei soluție pozitivă este:

(10) $h_1 = p \cos \varepsilon \mp x \sin \varepsilon$ sau (11) $$h_1 = h \operatorname{tg} \gamma \cos \varepsilon \mp \frac{h \sin \varepsilon}{\cos \gamma} \operatorname{tg} \psi.$$

Pe de altă parte

$$\cos \psi = \frac{AP}{MP} = \frac{h}{\cos \gamma \cdot MP}$$

și deci

(12) $$MP = \frac{h}{\cos \gamma \cos \psi} = \frac{h}{\cos \alpha}$$

iar

$$x = AP \operatorname{tg} \psi = \frac{h}{\cos \gamma} \operatorname{tg} \psi$$

încît

(13) $$dx = \frac{h}{\cos \gamma} \cdot \frac{1}{\cos^2 \psi} d\psi.$$

Intensitatea luminoasă dI_α a elementului de sursă liniară poate fi exprimată în funcție de intensitatea luminoasă $I_{0\alpha}$ [cd/m²] a sursei de lungime egală cu unitatea [1]:

(14) $$dI_\alpha = I_{0\alpha} dx.$$

Înlocuind expresiile (6), (11)...(14) în (5) și efectuînd calculele, rezultă:

(15) $$dE_{P(V)} = \frac{I_{0\alpha}}{h} \cos \gamma \sin \gamma \cos \psi \cos \varepsilon d\psi \mp \frac{I_{0\alpha}}{h} \cos \gamma \sin \psi \sin \varepsilon d\psi.$$

Considerînd că punctul P este conținut succesiv într-un plan orizontal, într-un plan vertical V_1 paralel cu axa sursei și într-un plan V_2 perpendicular pe axa sursei, se demonstrează ușor că:

(16) $$dE_{P(H)} = \frac{I_{0\alpha}}{h} \cos^2 \gamma \cos \psi d\psi,$$

(17) $$dE_{P(V_1)} = \frac{I_{0\alpha}}{h} \cos\gamma \sin\gamma \cos\psi \, d\psi,$$

(18) $$dE_{P(V_2)} = \frac{I_{0\alpha}}{h} \cos\gamma \sin\psi \, d\psi.$$

Ţinînd seama de (17) şi (18) expresia (15) devine :

(19) $$dE_{P(V)} = dE_{P(V_1)} \cos\varepsilon \mp dE_{P(V_2)} \sin\varepsilon.$$

Prin urmare, dacă punctul P aparţine unui plan oarecare Q, iluminarea directă dată de o sursă luminoasă liniară are expresia :

(20) $$E_{P(Q)} = E_{P(H)} \cos\theta \pm E_{P(V_1)} \sin\theta \cos\varepsilon \mp E_{P(V_2)} \sin\theta \sin\varepsilon,$$

unde : $E_{P(H)}$ reprezintă iluminarea în punctul P, considerînd că acesta aparţine planului orizontal ; $E_{P(V_1)}$ — iluminarea în punctul P, în cazul în care acesta aparţine planului vertical (V_1), paralel cu axa sursei luminoase ; $E_{P(V_2)}$ — iluminarea în punctul P, atunci cînd acesta aparţine planului vertical (V_2), perpendicular pe sursa luminoasă.

Deci calculul iluminării date de o sursă luminoasă liniară într-un punct P, aparţinînd unui plan oarecare Q, se reduce la calculul iluminărilor pentru trei poziţii particulare ale punctului şi pentru diverse distribuţii ale fluxului luminos, reprezentînd cazuri studiate în literatura de specialitate. În cele ce urmează se vor prezenta cîteva exemple concrete.

2.1. Surse luminoase liniare cu distribuţie cosinusoidală a intensităţii luminoase

Astfel de surse respectă legea lui L a m b e r t (fig. 3 *a*) :

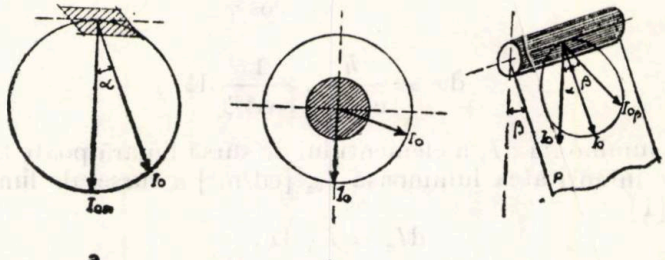


Fig. 3

(21) $$I_{0\alpha} = I_{0m} \cos\alpha.$$

Din considerente geometrice rezultă :

(22) $$\cos\alpha = \frac{h}{MP} = \cos\gamma \cos\psi.$$

Pentru aceste surse este cunoscut faptul [2], [4], [5] că :

$$(23)\qquad \begin{cases} dE_{P(H)} = \dfrac{I_{0m}}{h}\cos^3\gamma\cos^2\psi\,d\psi, \\ dE_{P(V_1)} = \dfrac{I_{0m}}{h}\sin\gamma\cos^2\gamma\cos^2\psi\,d\psi, \\ dE_{P(V_2)} = \dfrac{I_{0m}}{h}\cos^2\gamma\sin\psi\cos\psi\,d\psi. \end{cases}$$

Integrînd, rezultă

$$(24)\qquad \begin{cases} E_{P(H)} = \dfrac{I_{0m}}{2h}\cos^3\gamma\,(\psi_1 + \sin\psi_1\cos\psi_1), \\ E_{P(V_1)} = \dfrac{I_{0m}}{2h}\sin\gamma\cos^2\gamma\,(\psi_1 + \sin\psi_1\cos\psi_1), \\ E_{P(V_2)} = \dfrac{I_{0m}}{2h}\cos^2\gamma\sin^2\psi_1, \end{cases}$$

sau, în funcţie de dimensiunile geometrice :

$$(25)\qquad \begin{cases} E_{P(H)} = \dfrac{I_{0m}}{2h}\cos^3\gamma\left(\dfrac{l\sqrt{h^2+p^2}}{l^2+h^2+p^2} + \operatorname{arctg}\dfrac{l}{\sqrt{h^2+p^2}}\right), \\ E_{P(V_1)} = \dfrac{I_{0m}}{2h}\sin\gamma\cos^2\gamma\left(\dfrac{l\sqrt{h^2+p^2}}{l^2+h^2+p^2} + \operatorname{arctg}\dfrac{l}{\sqrt{h^2+p^2}}\right), \\ E_{P(V_2)} = \dfrac{I_{0m}}{2h}\cos^2\gamma\dfrac{l^2}{l^2+h^2+p^2}. \end{cases}$$

Înlocuind expresiile (25) în relaţia (20) se obţine :

$$(26)\qquad E_{P(Q)} = \frac{I_{0m}}{2h}\cos^2\gamma\left(\frac{l\sqrt{h^2+p^2}}{l^2+h^2+p^2} + \operatorname{arctg}\frac{l}{\sqrt{h^2+p^2}}\right)\left(\cos\gamma\cos\theta \pm \right.$$
$$\left. \pm \sin\gamma\sin\theta\cos\varepsilon\right) \mp \frac{I_{0m}}{2h}\cos^2\gamma\frac{l^2}{l^2+h^2+p^2}\sin\theta\sin\varepsilon.$$

2.2. Surse luminoase liniare cu secţiune circulară

Pentru astfel de surse intensitatea luminoasă este constantă în orice direcţie transversală şi variază cosinusoidal în orice plan meridian (fig. 3 *b* şi *c*). În cazul unor astfel de surse se ştie [2], [5] că :

$$(27)\quad \begin{cases} E_{P(H)} = \dfrac{I_0}{2h}\cos^2\gamma\,(\psi_1 + \sin\psi_1\cos\psi_1), \\ E_{P(V_1)} = \dfrac{I_0}{2h}\sin\gamma\cos\gamma\,(\psi_1 + \sin\psi_1\cos\psi_1),\ E_{P(V_2)} = \dfrac{I_0}{2h}\cos\gamma\sin^2\psi_1 \end{cases}$$

încît

$$(28)\quad E_{P(Q)} = \frac{I_0}{2h}\cos\gamma\left(\frac{l\sqrt{h^2+p^2}}{l^2+h^2+p^2} + \operatorname{arctg}\frac{l}{\sqrt{h^2+p^2}}\right)\Big(\cos\gamma\cos\theta \pm$$

$$\pm \sin\gamma\sin\theta\cos\varepsilon\Big) \mp \frac{I_0}{2h}\cos\gamma\frac{l^2}{l^2+h^2+p^2}\sin\theta\cos\varepsilon.$$

Față de valoarea iluminării dată de o sursă cu repartiție cosinusoidală, sursa tubulară furnizează o iluminare cu cos γ mai mare.

Pentru alte tipuri de repartiții se pot deduce alte relații [3].

3. Concluzii

Expresia (20) a valorii iluminării dată de o sursă liniară într-un punct P aparținînd unui plan oarecare Q prezintă avantajul reducerii problemei generale la cazurile particulare a calculului iluminării în planul orizontal și în cele două plane verticale, cazuri studiate în literatura de specialitate, pentru diverse distribuții ale intensității luminoase.

Primită la 30 iunie 1977

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de utilizările energiei electrice și automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Centea O., Bianchi C., *Instalații electrice.* EDP, Buc., 1973.
2. Gheorghiu N., Militaru P., *Teoria și practica iluminatului electric.* Ed. Tehn., Buc., 1970.
3. Мешков В.В., Епанешников М.М., *Осветительные установки.* Изд. Энергия, М., 1972.
4. Prisăcaru V., Huțanu C., Ioachim D., *Utilizările energiei electrice.* EDP, Buc., 1969.
5. Stavrescu O., *Contribuții la calculul iluminatului cu ajutorul calculatoarelor electronice.* Teză de doctorat, Inst. polit., Iași, 1974.

РАСЧЕТ ПРЯМОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ОСВЕЩЕНИЯ ВЫЗВАННОГО ЛИНЕЙНЫМИ СВЕТЯЩИМИСЯ ИСТОЧНИКАМИ

(Резюме)

Вывеляются соотношение для расчета прямой составляющей освещения вызваного линейным источником с любым распределением силы света в точке некой плоскости, Q, находящейся в безразличном положении в пространстве по отношению к линейному источнику. Приемущество выведеного выражения состоит в том что сводит общий случай к частным случаям изучаемым в специальной литературе, а именно к значению прямой составляющей освещения в точке принадлежащей плоскостям которые находятся в частном положении по отношению к светящемуся источнику : горизонтально, вертикально, параллельно с источником и вертикально, перпендикулярно по отношению к источнику. Задача может быть решена для любого распределения силы света линейного источника (в работе даются два конкретных примера).

1980 MAR 18

83304

F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXV (XXIX)

Fasc. 3 – 4

SECŢIA III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1979

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXV (XXIX)

Fasc. 3 – 4

SECŢIA III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1979

COLEGIUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. VAL. BLIDARU, prof. dr. doc. N.V. BOŢAN, prof. dr. ing. GH. CAŞLER, prof. dr. ing. M. GAFIŢANU (preşedinte), prof. dr. P. MÂLCOMETE, prof. dr. doc. D. MANGERON, prof. dr. ing. T. SILION, acad. prof. dr. doc. CRISTOFOR SIMIONESCU, prof. dr. ing. I. VLAD

COMITETUL DE REDACŢIE AL SECŢIEI

III. ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. ing. I. BEJAN
Prof. dr. ing. D. BĂRBULESCU
Prof. dr. ing. AL. POEATĂ

REDACŢIA

Prof. dr. doc. D. MANGERON (redactor responsabil)
Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN (secretar)
ECATERINA IRIMIEA (tehnoredactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXV (XXIX), Fasc. 3—4 1979

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

Pag.

D. STANOMIR, O teoremă de pozitivitate privitoare la formalismele hibride (engl., rez. rom.) 9

E. LUCA, N. CUTIERU, C. COTAE şi GH. CĂLUGĂRU, Utilizarea ferofluidelor la difuzoare (engl., rez. rom.) 13

H. ROSMAN, Circuite cu reactanţe α-compensate (franc., rez. rom.) 21

FL. TRIFAN şi C. ANDRONE, Efectul magnetostrictiv invers într-o bară feromagnetică supusă unei solicitări de întindere sau compresiune (rom., rez. engl.) 31

I. POPESCU, C. ANDRONE şi M. ANTONESCU, Comportarea bobinei neliniare comandate în regim de magnetizare forţată, la variaţia frecvenţei sursei de alimentare (germ., rez. rom.) 35

N. ZITRON, M. APRALOAE şi D. IONESCU, Filtre comandabile electric cu bobină neliniară comandată, în regim de magnetizare liberă (germ., rez. rom.) 43

S. MITREA, Influenţa fenomenului de histerezis asupra ferorezonanţei serie (engl., rez. rom.) 49

M. NEMESCU, Asupra circuitului *RLC* ferorezonant, neliniar şi parametric (rom., rez. germ.) 55

A. BARABOI, Curbele de rezonanţă în cazul circuitelor descrise de ecuaţii integrale neliniare şi parametrice (franc., rez. rom.) 61

A. CREŢU, Metodă şi aparate pentru măsurarea directă a defazajelor şi a factorului de putere (rom., rez. franc.) 67

N. THIRER şi AL. VALACHI, Modele matematice pentru utilizarea termistoarelor în anemometre termocompensate (franc., rez. rom.) 73

M. VOICU, Filtre W i e n e r autoadaptive pentru compensarea optimală a regimului deformat din reţelele electrice industriale (germ., rez. rom.) 77

C. BOŢAN, Asupra sintezei sistemelor automate neliniare monovariabile în condiţii de stabilitate exponenţială (rom., rez. rusă) 87

Pag.

M. LUCANU, V. MUNTEANU și D. ALEXA, Îmbunătățirea factorului de putere total la un redresor trifazat în punte semicomandată (engl., rez. rom.). 91

C. CATANĂ și C. HUȚANU, Schema logică de comandă pentru deblocarea automată a laminatului la un laminor reversibil (rom., rez. franc.) 97

R. OLÁH și I. OLÁH, Utilizarea dublorului de frecvență magnetic ca sursă pentru sudarea cu arc electric (germ., rez. rom.) 103

GH. GEORGESCU, AL POEATĂ și N. POEATĂ, Contribuții la identificarea parametrilor modelelor matematice pentru optimizarea exploatării și dezvoltării rețelelor electrice urbane (rom., rez. franc.) 109

GH. CÎRȚINĂ, Utilizarea mărimilor statistice în repartizarea optimală a surselor reactive (franc., rez. rom.) 113

V. PRISĂCARU, R. FLORESCU, D. IOACHIM și CL. BOTEZ, Asupra unei metode de calcul a iluminatului în amfiteatre (rusă, rez. rom.) 117

RECENZII 123

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tom XXV (XXIX), Fasc. 3–4 1979

Section III

ELECTROTECHNICS. ENERGETICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

Pp.

D. STANOMIR, A Positivity Theorem pertaining to Hybrid Formal Formalisms (English, Romanian summary) 9

E. LUCA, N. CUTIERU, C. COTAE and GH. CĂLUGĂRU, The Use of Ferrofluids in Loudspeakers (English, Romanian summary) 13

H. ROSMAN, Circuits à réactances α-compensées (French, Romanian, summary) 21

FL. TRIFAN and C. ANDRONE, The Reverse Magnetostrictive Effect in a Stressed Ferromagnetic Bar (Romanian, English summary) 31

I. POPESCU, C. ANDRONE und M. ANTONESCU, Das Verhalten der nichtlinearen gesteuerten Spule in gezwungenen Vorgang, bei Frequenzänderung der Erregungsquelle (German, Romanian summary) 35

N. ZITRON, M. APRALOAE und D. IONESCU, Elektrisch - steuerbare Filter mit nichtlineare Spule im freien Magnetisierungszustand (German, Romanian summary) 43

S. MITREA, Hysteresis Effect on Ferroresonance in the Series *RLC* Circuit (English, Romanian summary) 49

M. NEMESCU, Über den nichtlinearen, parametrischen *RLC* Resonanzkreis (Romanian, German summary) 55

A. BARABOI, Les courbes de résonance dans le cas des circuits décrits par des équations integrales nonlinéaires et paramétriques (French, Romanian summary) 61

A. CREŢU, Méthode et appareils pour la mesure directe des déphasages et du facteur de puissance (Romanian, French summary) 67

N. THIRER et AL. VALACHI, Modèles mathématiques pour l'utilisation des thermistances dans les anémomètres thermocompensées (French, Romanian summary) 73

M. VOICU, Adaptive W i e n e r-Filter für die optimale Dämpfung des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken (German, Romanian summary) 77

Pp.

C. BOȚAN, Sur la synthèse des systèmes automatiques non-linéaires monovariables dans des conditions de stabilité exponentielle (Romanian, Russian summary) 87

M. LUCANU, V. MUNTEANU and D. ALEXA, Improvement of the Total Power Factor at a Three-Phase Bridge Rectifier with 3 S.C.R.'s (English, Romanian summary) 91

C. CATANĂ et C. HUȚANU, Circuit logique pour le déblocage automatique des laminés dans un laminoir (Romanian, French summary) 97

R. OLÁH und I. OLÁH, Verwenden des magnetischen Frequenzverdopplers als Speisequelle für das Schweissen mit elektrischen Lichtbogen (German, Romanian summary) 103

GH. GEORGESCU, AL. POEATĂ et N. POEATĂ, Contributions à l'identification des paramètres des modèles mathématiques pour l'optimisation de l'exploitation et du développement des réseaux électriques urbanes (Romanian, French summary) 109

GH. CÎRȚINĂ, Utilisation des grandeurs statiques dans la répartition optimale des sources réactives (French, Romanian summary) 113

V. PRISĂCARU, R. FLORESCU, D. IOACHIM and CL. BOTEZ, About the Lighting Design in the Amphiteatres (Russian, Romanian summary) . . 117

BOOK REVIEWS 123

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXV (XXIX), Вып. 3—4 1979

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭНЕРГЕТИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Д. СТАНОМИР, Одна теорема о положительности относительно к гибридному формализму (англ., рез. рум.) 9

Э. ЛУКА, Н. КУТЬЕРУ, К. КОТАЕ и Г. КЭЛУГЭРУ, Применение ферро-жидкостей для диффузоры (англ., рез. рум.) 13

Г. РОСМАН, Цепи с α-компенсирующие реактансы (франц., рез. рум.) 21

Ф. ТРИФАН и К. АНДРОНЕ, Обратной магнитострикционный эффект в ферромагнитном стержне при действий силе растачивания или сжатия (рум., рез. англ.) 31

И. ПОПЕСКУ, К. АНДРОНЕ и М. АНТОНЕСКУ, Поведение управляемой нелинейной катушки подключенна к источнику питания с изменяемым частотом (нем., рез. рум.) 35

Н. ЦИТРОН, М. АПРАЛОЕ и Д. ИОНЕСКУ, Электрическо управляемые фильтры с нелинейной катушкой в режиме свободного подмагничивания (нем., рез. рум.) 43

С. МИТРЯ, Влияние гистерезиса в последовательном феррорезонансе (англ., рез. рум.) 49

М. НЕМЕСКУ, Нелинейной, параметрической феррорезонансной *RLC* цепи (рум., рез. нем.) 55

А. БАРАБОЙ, Частотные характеристики колебательных контуров, описаны интегральными нелинейными и параметрическими уравненями (франц., рез. рум.) 61

А. КРЕЦУ, Приспособление и приборы для прямого измерения сдвиг фаз и коеффициента мощности (рум., рез. франц.) 67

Н. ТИРЕР и А. ВАЛАКИ, Математические моделы для применения полупроводниковых терморезисторах в термокомпенсирующие анемометры (франц., рез. рум.) 73

М. ВОЙКУ, Фильтры Винера применяемые для оптимальной компенсации деформирующего режима в промышленных электрических сетях (нем., рез. рум.) 77

Стр.

К. БОЦАН, К синтезу нелинейных одномерных автоматических систем из условий экспоненциальной устойчивости (рум., рез. русск.) . . 87

М. ЛУКАНУ, В. МУНТЯНУ и Д. АЛЕКСА, Улучшение коэффициента мощности трехфазного мостового несимметричного управляемого выпрямителя (англ., рез. рум.) 91

К. КАТАНЭ и К. ГУЦАНУ, Логический схем для автоматическом деблокировку проката в слебинге (рум., рез. франц.) 97

Р. ОЛАХ и И. ОЛАХ, Применение ферромагнитного удвоителя частоты для дуговой электросварки (нем., рез. рум.) 103

Г. ДЖЕОРДЖЕСКУ, А. ПОЕАТЭ и Н. ПОЕАТЭ, К идентификации параметров математических моделей при оптимизации эксплуатации и развития городских распределительных сетей (рум., рез. франц.) 109

Г КЫРЦИНЭ, Использование статических величин в оптимальном распределении реактивных источников (франц., рез. рум.) . . . 113

В. ПРИСЭКАРУ, Р. ФЛОРЕСКУ, Д. ИОАКИМ и К. БОТЕЗ, В связи с методом расчета освещения амфитеатров (русск., рез. рум.) . . 117

РЕЦЕНЗИИ 123

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ.
AUTOMATIZĂRI

D. C. 538.551.21

A POSITIVITY THEOREM PERTAINING TO HYBRID FORMALISMS

BY

D. STANOMIR

1. Introduction

In the theory of electrical circuits it is widely used a theorem [1], [2], which asserts that the **Z** or Y matrix of a n-port is positive semidefinite in the open set $\alpha = \mathcal{R}e\,[s] > 0$. It is known that many networks do not admit any immitance formalism. Here we give an extension of this result for a large class of networks admitting a hybrid formalism.

2. Hybrid Equations of a Network

Let us consider a network which contains generalized branches as in Fig. 1. Here i_{gk} stands for the ideal current source, u_{gk} for the ideal voltage source, u_k for the voltage and i_k for the current through the branch k whose constitutive relation ships are not since now specified. The index k takes all the integer values from 1 to b (the number of all the generalized branches).

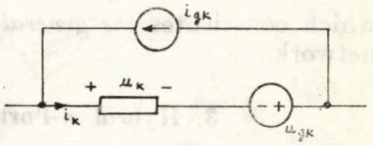


Fig. 1

We denote **u** the b-vector ($b \times 1$ column matrix) of voltages across the branches, **i** the b-vector of currents through the branches, $\mathbf{u}_g$—the b-vector of voltages sources and $\mathbf{i}_g$—the b-vector of current sources. By $\mathbf{A}^T$, $\overline{\mathbf{A}}$, $\mathbf{A}^* = (\overline{\mathbf{A}})^T$ we shall denote respectively the transpose, the complex conjugate and the Hermitian transpose of **A**.

Let us pick a tree τ and its corresponding co-tree $\overline{\tau}$. In this way the following partitions in the vectors **u**, **i**, $\mathbf{u}_g$ and $\mathbf{i}_g$ are induced:

$$(1) \qquad \mathbf{u}^T = [\mathbf{u}_t^T \quad \mathbf{u}_l^T], \quad \mathbf{i}^T = [\mathbf{i}_t^T \quad \mathbf{i}_l^T], \quad \mathbf{u}_g^T = [\mathbf{u}_{gt}^T \quad \mathbf{u}_{gl}^T], \quad \mathbf{i}_g^T = [\mathbf{i}_{gt}^T \quad \mathbf{i}_{gl}^T].$$

Here the index t (or l) denote the part of the vector which contains only twigs (or chords). We take that first we label the twigs then we label the chords.

The Kirchhoff's laws of currents and voltages may be written as [1]:

$$\mathbf{Q}_f \mathbf{i} = \mathbf{Q}_f \mathbf{i}_g, \qquad \mathbf{B}_f \mathbf{u} = \mathbf{B}_f \mathbf{u}_g, \tag{2}$$

where $\mathbf{Q}_f$ is the fundamental cut-set matrix, while $\mathbf{B}_f$ is the fundamental loop matrix. We take into account that $\mathbf{Q}_f$ and $\mathbf{B}_f$ may be partitioned as

$$\mathbf{Q}_f = [\mathbf{1} \quad \mathbf{F}], \qquad \mathbf{B}_f = [-\mathbf{F}^T \quad \mathbf{1}], \tag{3}$$

where $\mathbf{1}$ is a unit matrix of a suitable order and $\mathbf{F}$ is clearly $\mathbf{Q}_{fl}$.

From (2) and (3) we get

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{F}^T \\ \mathbf{F} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_l \\ \mathbf{u}_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{u}_l \\ \mathbf{i}_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{F}^T \mathbf{u}_{gt} + \mathbf{u}_{gl} \\ \mathbf{i}_{gt} + \mathbf{F}\mathbf{i}_{gl} \end{bmatrix}. \tag{4}$$

In (4) the b-vector $[\mathbf{i}_l^T \ \mathbf{u}_t^T]^T$ is *a hybrid basis* for all the voltages and currents in the networks (excepted the impressed sources). The b-vector $[\mathbf{u}_l^T \ \mathbf{i}_t^T]^T$ must be expressed by use of the constitutive relationships of the branches. In order the system (4) not contradict the Kirchhoff laws the voltage sources must be in τ while the current sources must be in $\bar{\tau}$. This requirement may be surely satisfied if we take

$$\mathbf{u}_{gt} = \mathbf{0}, \quad \mathbf{i}_{gl} = \mathbf{0}, \tag{5}$$

which means that all the ideal sources have always a finite nonzero internal impedance.

Expressing the second term in the right hand member of (4) by means of the hybrid basis we get finally

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{F}^T \\ \mathbf{F} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_l \\ \mathbf{u}_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{u}_l \\ \mathbf{i}_t \end{bmatrix} ([\mathbf{i}_l^T \ \mathbf{u}_t^T]^T) = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{gl} \\ \mathbf{i}_{gt} \end{bmatrix}, \tag{6}$$

which constitutes *the general hybrid equations* of a non necessarily linear network.

3. Hybrid n-Port Formalism for Linear Networks

Now we consider networks which are linear, time invariant and are described by hybrid constitutive relationships (we write since now the Laplace transforms instead of the instantaneous quantities)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_l(s) \\ \mathbf{I}_t(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_l(s) & \mathbf{N}^T \\ -\mathbf{N} & \mathbf{Y}_t(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_l(s) \\ \mathbf{U}_t(s) \end{bmatrix}. \tag{7}$$

Here $\mathbf{Z}_l(s)$ is given by

$$\mathbf{Z}_l(s) = \mathbf{R}_l + s\mathbf{L}_l + \frac{1}{s}\mathbf{D}_l + \mathbf{R}_{ls}, \tag{8}$$

where $\mathbf{R}_l$ and $\mathbf{D}_l$ are square diagonal constant matrices while $\mathbf{L}_l$ is a symmetric constant matrix.

$\mathbf{Y}_t$ is given by

$$\mathbf{Y}_t(s) = \mathbf{G}_t + s\,\mathbf{C}_t + \frac{1}{s}\,\mathbf{\Gamma}_t + \mathbf{G}_{ts}, \tag{9}$$

where $\mathbf{G}_t$ and $\mathbf{C}_t$ are square diagonal constant matrices while $\mathbf{\Gamma}_t$ is a symmetric constant matrix.

By $\mathbf{N}$ is denoted a constant, not necessarily square, matrix which is associated to the $n \times m$ ideal transformers, [3].

The matrices $\mathbf{R}_{ts}$ and $\mathbf{G}_{ts}$ are square constant sqew symmetrical matrices which may be partitioned as follows

$$\mathbf{R}_{ts} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{R}_0 \\ -\mathbf{R}_0^{\mathrm{T}} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_{ts} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{G}_0 \\ \mathbf{G}_0^{\mathrm{T}} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \tag{10}$$

where $\mathbf{R}_0$ and $\mathbf{G}_0$ are constant, not necessarily square, matrices. The matrices given by (10) are associated to the $n \times m$ ideal multiport gyrators, [4].

It is seen that the class of networks taken into consideration is very large.

Using (7) from (6) we get

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z}_t(s) & \mathbf{N}^{\mathrm{T}} - \mathbf{F}^{\mathrm{T}} \\ -\mathbf{N} + \mathbf{F} & \mathbf{Y}_t(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_t(s) \\ \mathbf{U}_t(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{gt}(s) \\ \mathbf{I}_{gt}(s) \end{bmatrix}, \tag{11}$$

which constitutes the general hybrid description for linear time invariant networks.

Now we organize the network as a n-port. To this purpose we take the first p elements of $\mathbf{U}_{gt}$ to be nonzero while the other elements are zero. Similarly we take the first q elements of $\mathbf{I}_{gt}$ to be nonzero while the other elements are zero. Let us denote $n = p + q$. By this operation the following partitions are induced in the network vectors.

$$\begin{cases} \mathbf{U}_{gt}(s) = [\mathbf{E}_1^{\mathrm{T}}(s) \quad \mathbf{0}^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}, & \mathbf{I}_t(s) = [\mathbf{I}_1^{\mathrm{T}}(s) \quad \mathbf{I}_1'^{\mathrm{T}}(s)], \\ \mathbf{I}_{gt}(s) = [\mathbf{J}_2^{\mathrm{T}}(s) \quad \mathbf{0}^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}, & \mathbf{U}_t(s) = [\mathbf{U}_2^{\mathrm{T}}(s) \quad \mathbf{U}_2'^{\mathrm{T}}(s)]^{\mathrm{T}}. \end{cases} \tag{12}$$

In (12) by $\mathbf{0}$ are denoted column matrices with zero elements.

By use of this partition (11) become

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{Z}_t(s) & \mathbf{N}^{\mathrm{T}} - \mathbf{F}^{\mathrm{T}} \\ \hline -\mathbf{N} + \mathbf{F} & \mathbf{Y}_t(s) \end{array}\right] \left[\begin{array}{c} \mathbf{I}_1(s) \\ \mathbf{I}_1'(s) \\ \hline \mathbf{U}_2(s) \\ \mathbf{U}_2'(s) \end{array}\right] = \left[\begin{array}{c} \mathbf{E}_1(s) \\ \mathbf{0} \\ \hline \mathbf{J}_2(s) \\ \mathbf{0} \end{array}\right]. \tag{13}$$

If in (13) the vector $[\mathbf{I}_1^{\mathrm{T}} \; \mathbf{U}_2^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$ can be eliminated (i. e. some minors of the determinant of (13) are nonzero in $\mathcal{R}e\,(s) > 0$) we get

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_1(s) \\ \mathbf{J}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11}(s) & \mathbf{H}_{12}(s) \\ \mathbf{H}_{21}(s) & \mathbf{H}_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_1(s) \\ \mathbf{U}_2(s) \end{bmatrix}, \tag{14}$$

which constitutes the hybrid n-port formalism for the networks here taken into consideration.

4. The Positivity Theorem

Let us consider a network which contains generalized branches as shown in Fig. 1. We multiply (13) at left by

$$[\mathbf{I}_1^*(s)\ \mathbf{I}_1'^*(s)\ \mathbf{U}_2^*(s)\ \mathbf{U}_2'^*(s)]$$

and make use of the hybrid formalism (14). We get

$$\mathbf{I}_l^*(s)\mathbf{Z}_l(s)\ \mathbf{I}_l(s) + \mathbf{U}_t^*(s)\mathbf{Y}_t(s)\mathbf{U}_t(s) =$$

$$= \mathbf{I}_1^*(s)\mathbf{H}_{11}(s)\mathbf{I}_1(s) + \mathbf{U}_2^*(s)[\mathbf{H}_{21}(s) + \mathbf{H}_{12}^*(s)]\mathbf{U}_2(s) + \mathbf{U}_2^*(s)\mathbf{H}_{22}(s)\mathbf{U}_2(s). \tag{15}$$

Theorem. *Let a network be which contains only generalized branches as in Fig. 1 and* $\mathbf{R}_l$, $\mathbf{G}_t$, $\mathbf{D}_t$, $\mathbf{C}_t$ *are diagonal with nonnegative elements,* $\mathbf{L}_l$, $\mathbf{\Gamma}_t$ *are symmetric and positive semidefinite, and* $\mathbf{R}_{ts}$ *and* $\mathbf{G}_{ts}$ *are given by (10). Then if the network admits a hybrid formalism at some* $p + q = n$ *ports, the hermitian part of* $\mathbf{H}(s)$, i. e.

$$\frac{1}{2}[\mathbf{H}(s) + \mathbf{H}^*(s)]$$

is positive semidefinite in $\mathcal{R}e(s) > 0$.

The proof is quite obvious from (15) and it is not given.

5. Conclusions

We have proved the positivity of the matrix of hybrid formalism whenever the formalism exists. It is a fact that every n-port admits a hybrid formalism, [5]. Here we have proved the positivity in a straightforward way.

Received, January 29, 1979

Polytechnic Institute, Bucharest,
Department of Electronics

REFERENCES

1. Balabanian N., Bickart Th., *Teoria modernă a circuitelor electrice*, (from English translated), Ed. Tehn. Buc., 1974.
2. Stanomir D., Stănăşilă O., *Metode matematice în teoria semnalelor* (in print).
3. Newcomb R. W., *Linear Multiport Synthesis.* McGraw-Hill, New York, 1966.
4. Stanomir D., *Teoria fizico-fenomenologică a sistemelor electromecano-acustice* (in print).
5. Anderson B. D., Newcomb R. W., Zuidweg J. K., *On the Existence of H Matrices.* IEEE, Trans. on Circuit Theory, CT-13, *1*, 109—110 (1966).

O TEOREMĂ DE POZITIVITATE PRIVITOARE LA FORMALISMELE HIBRIDE

(Rezumat)

Se demonstrează că matricea asociată formalismului hibrid de multiport este pozitiv semidefinită în semiplanul $\mathcal{R}e(s) \geqslant 0$. Reţelele luate în considerare conţin ramuri generalizate cuplate între ele fie prin transformatoare ideale multiport fie prin giratoare ideale multiport.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 538.114 ; 621.395.623.7

THE USE OF FERROFLUIDS IN LOUDSPEAKERS

BY

EMIL LUCA, NATALIA CUTIERU, C. COTAE and GH. CĂLUGĂRU

1. Introduction

Ferrofluids (so called by J. L. Neuringer and R. E. Rosensweig [1]), are dispersions of sub-domain-sized magnetic particles in a carrier liquid. The agglomeration and sedimentation of the suspension particles is prevented by their being coated with an elastic coating. This bi-phase system behaves remarkably well as a homogeneous liquid even when an applied magnetic field is present. Such a liquid is very sensitive to the introduction of an exterior magnetic field on account of its high magnetic susceptibility.

Characteristic to ferrofluids is magneto-viscosity, a phenomenon revealing the fact that the ferrofluid's viscosity is conditioned by the intensity and configuration of the magnetic field which it is placed in [2] ... [5]. The study of this phenomenon is particularly interesting with ferrofluid dampers [6].

This paper describes the effect of ferrofluid viscous damping upon the mobile part of electro-dynamic loudspeakers, as well as other effects concerning the improvement of the technical characteristics of loudspeakers by means of ferrofluids. By introducing a certain amount of ferrofluid in the gap of the loudspeaker (Fig. 1) its characteristics change.

In contrast with [7], in present work a detailed study and concrete interpretations of ferrofluid influences on the work parameters of loudspeakers are made.

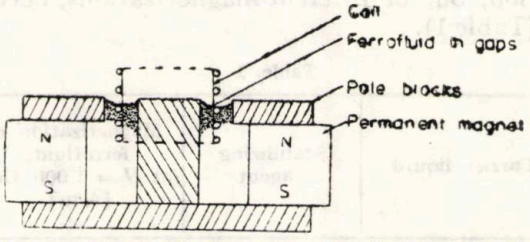


Fig. 1. — The positioning of the ferrofluid in the gap of a loudspeaker.

Specialized literature has shown that the acoustic power of an electro-dynamic loudspeaker represent 10 per cent, at the most, of the electric power it receives. Higher electric powers are necessary for the generation of louder sounds, which involves other difficulties of construction.

By using ferrofluids we can foresee ;

a) The optimum damping of the mobile parts, which results in an uniformity of the impedance curve, function of frequency, and consequently, a good adjustement to the signal source of the loudspeaker.

b) An increase of the magnetic induction in the gap and the homogenization of the magnetic field in the gap, due to a decrease of the dispersion in the magnetic field. This results in a higher acoustic efficiency of the loudspeaker and, therefore, an increase of the sonorous pressure, in a better reproduction of high frequencies as well as an improved intermediate answer.

c) The self-centering of the mobile equipment and hence the possibility of elimination of a part of the mechanical centering device. This effect results in the lowering of the distortions percentage.

d) An efficient cooling of the mobile equipment on account of heat dissipation through polarized parts. This results in the possibility of increasing the electric power on the same aggregate without interrupting the conductor of the mobile coil. The effect is particularly important with loudspeakers of high frequency where, due to the low amplitude of the coil, the high electric powers and the closed shifting space, there occur important heating processes resulting in deteriorations of the mobile device.

In order to discover the influence of the ferrofluid in the gap of the loudspeaker upon its working parameters, we raised the characteristics of the acoustic pressure, of the input impedance and the harmonic distortions of the loudspeaker, function of frequency.

2. Experimental Work

All measurements were made on commonly available 3 VA loudspeakers, used in wireless and television sets — the variant with a ferrite ring-shaped magnet, as well as the one with a metallic cylindrical magnet having therefore magnetic circuits with different magnetic dispersions.

We used petroleum based ferrofluids, fine mechanisms oil and paraffin oil — ferrofluids of various viscosities. Wo also used samples of the same extraction, but of different magnetizations, between 8×10^3 A/m and 16×10^3 A/m (Table 1).

Table 1

Symbol	Carrier liquid	Stabilizing agent	Magnetization of ferrofluid, (at H = 1 000 Oe) [A/m]	Viscosity (at 25°C) Ns/m^2
P — 100	Kerosene	Oleic acid	8×10^3	8.0×10^{-3}
P — 150	Kerosene	Oleic acid	12×10^3	8.2×10^{-3}
P — 200	Kerosene	Oleic acid	16×10^3	8.5×10^{-3}
UP — 150	Paraffin Oil	Oleic acid	12×10^3	135.0×10^{-3}
UMF — 250	Fine mechanisms Oil	Oleic acid	20×10^3	83.0×10^{-3}

3. Experimental Results

The evaluation of loudspeaker performances was performed in the anechoic room of the „Electronica" Factory, Bucharest, with Brüel—Kjaer equipment. The variation curves of the acoustic pressure function of frequency were traced with a loudspeaker without panel.

Figs. 2 *a*, *b*, *c* show the acoustic pressure depending on frequency for three petroleum based ferrofluids of different magnetizations, namely; $M = 8 \times 10^3$ A/m, 12×10^3 A/m, and 16×10^3 A/m respectively. The curves marked with *1* are traced in the absence of ferrofluid and the ones marked with *2* — after the introduction of the ferrofluid into the loudspeaker gap.

In all cases one can notice a decrease of the acoustic pressure in the domain 100 ... 200 Hz and its increase in the one between 250 ... 700 Hz, which means a lowering of the frequencies, by an increase of the resonance frequency, but, at the same time, a homogenization of variation in acoustic pressure of frequency within a wider interval through an increase of the level within the 250 ... 700 Hz domain. The characteristics are almost identical in the domain 800 ... 10 000 Hz. As a result, in the case of using ferrofluids in loudspeakers meant to reproduce high frequencies one also avoids the trouble of having to increase the resonance frequency.

There is no noticeable difference between the curves $P_a = f(\nu)$ for various magnetizations of the ferrofluids, which is explained by the small difference of viscosity in the three types of ferrofluids, varying from $\eta = 8 \times 10^{-3}$ Ns/m² for P — 100 to $\eta = 8.5 \times 10^{-3}$ Ns/m² for P — 200. It can thus be seen that within the domain 800 ... 10 000 Hz the damping introduced by the viscous friction of the mobile device into the ferrofluid is compensated by a decrease of the gap reluctance, which results in an increase of the magnetic inductance that the coil is in, and, consequently, of the electromagnetic force.

We could notice no essential changes in the characteristic $P_a = f(\nu)$ even when the measurements were performed with paraffin oil ferrofluids (UP — 150) of identical magnetization (Fig. 3) and of a viscosity almost 15 times higher than that of the ferrofluid P — 150.

Fig. 4 represents the dependence of the input impedance of the loudspeaker, function of frequency. From the characteristics introduced in and out of the presence of the ferrofluid UMF — 250, one can notice a high homogenization of the impedance within the frequency domain from 30 to 700 Hz when ferrofluid is used. The effect is a favourable one while it improves the adaptability of the loudspeakers to signal sources within a wider frequency domain.

The lowering of the increasing peak of the impedance curve down to the resonance frequency is accounted for by a decreasing motion resistance of the mobile coil through the introduction of the ferrofluid.

The distortions were measured through rejection, i.e. by cancelling from the emitted signal the frequency component equal to the one of the exciting signal. The introduction of the ferrofluid leads to smaller and fewer distortions. Thus, for a fine mechanisms ferrofluid (UMF — 250), on curves *1* and *2* of Fig. 5, the first one representing distortions in the absence of the ferrofluid and the second distortions in its presence, one can notice a con-

siderable decrease of distortions for low frequencies. The result is a positive effect given by the improved transient answer of the loudspeaker. Any good reproduction of the loudspeaker is largely conditioned by its transfer

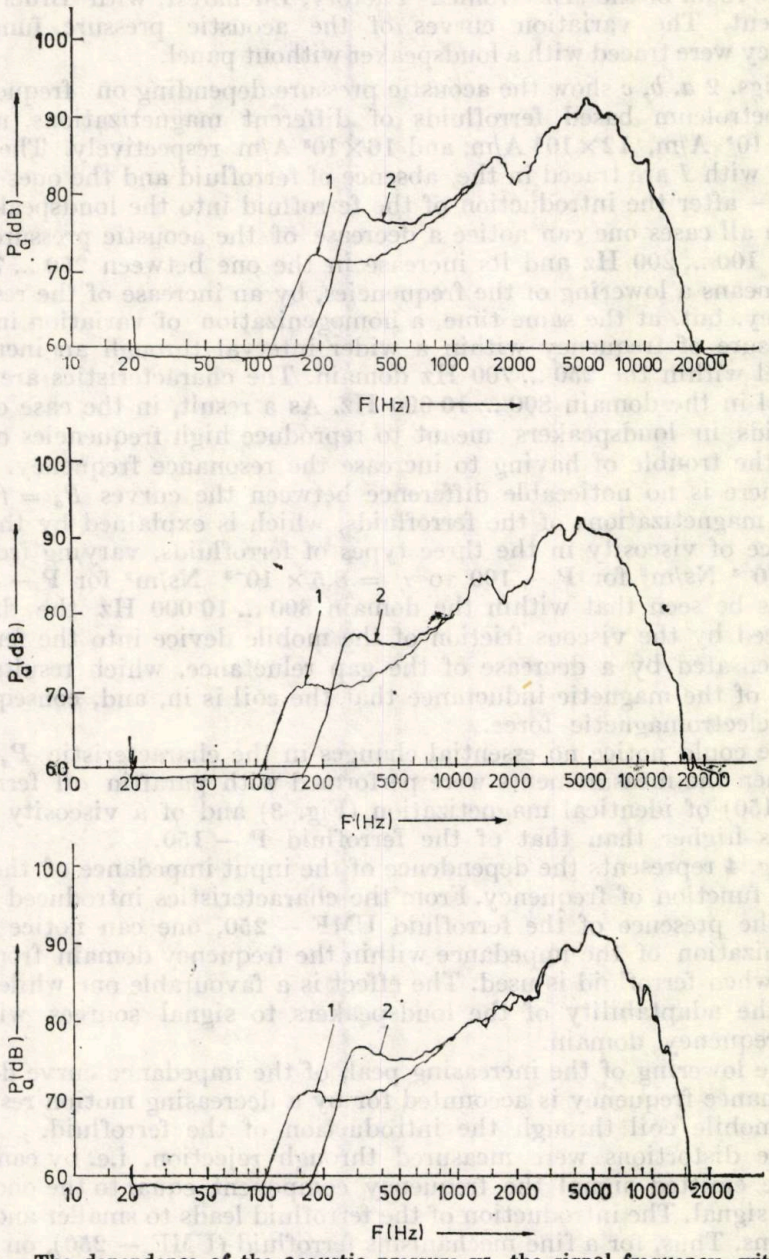


Fig. 2. — The dependence of the acoustic pressure vs. the signal frequency, with (2) and without (1) the presence of a petroleum ferrofluid for three different magnetizations (*a* — P—100 Gs ; *b* — P—150 Gs ; *c* — P—200 Gs) ; writing speed 80 mm/sec, paper speed 3 mm/sec.

characteristics, which, in their turn, are determined by the degree of electromechanic damping of the mobile device bettered through the introduction of the ferrofluid.

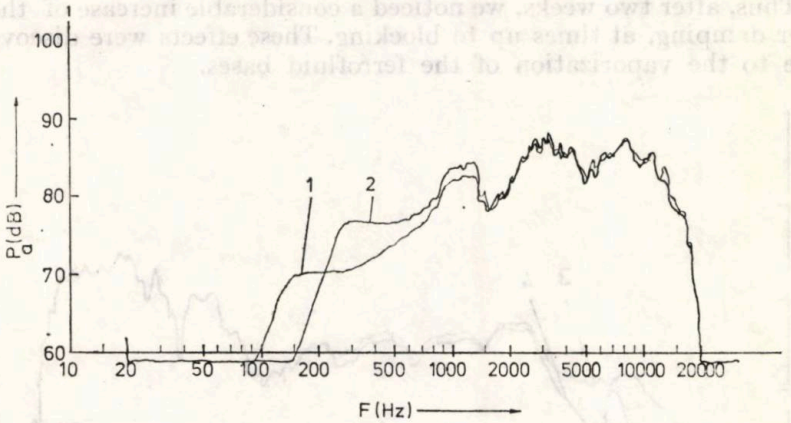


Fig. 3. —The dependence of the acoustic pressure vs. signal frequency for a paraffine oil ferrofluid (UP—150 Gs); writing speed 80 mm/sec, paper speed 3 mm/sec.

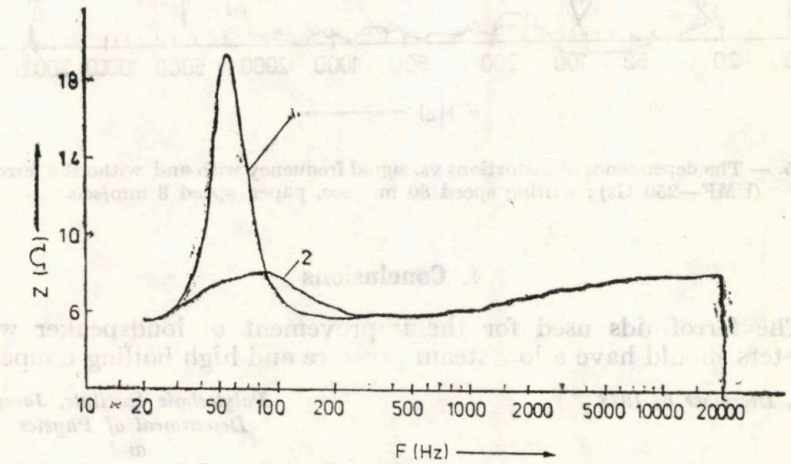


Fig. 4. — The dependence of the input loudspeaker impedance vs. signal frequency, with and without the ferrofluid (UMF—250 Gs); writing speed 80 mm/sec, paper speed 3 mm/sec.

Besides the effects described above we could also notice the self-centering effect of the coil in the gap, due to the tendency of the ferrofluid of placing itself in the space of maximum field, thus forming a protecting ring around the mobile coil. The using of ferrofluid damping offers the possibility of enlarging the gap, which creates an easy posibility of centering. Even with an enlarged gap the presence of the ferrofluid permet a lower

sonorous pressure (Fig. 5, curves *3*, *4*) due to an increased induction in the gap.

As to the variation in time of the ferrofluid parameters, whose effects have been described above, we noticed their progressive deterioration in time. Thus, after two weeks, we noticed a considerable increase of the loudspeaker damping, at times up to blocking. These effects were discovered to be due to the vaporization of the ferrofluid bases.

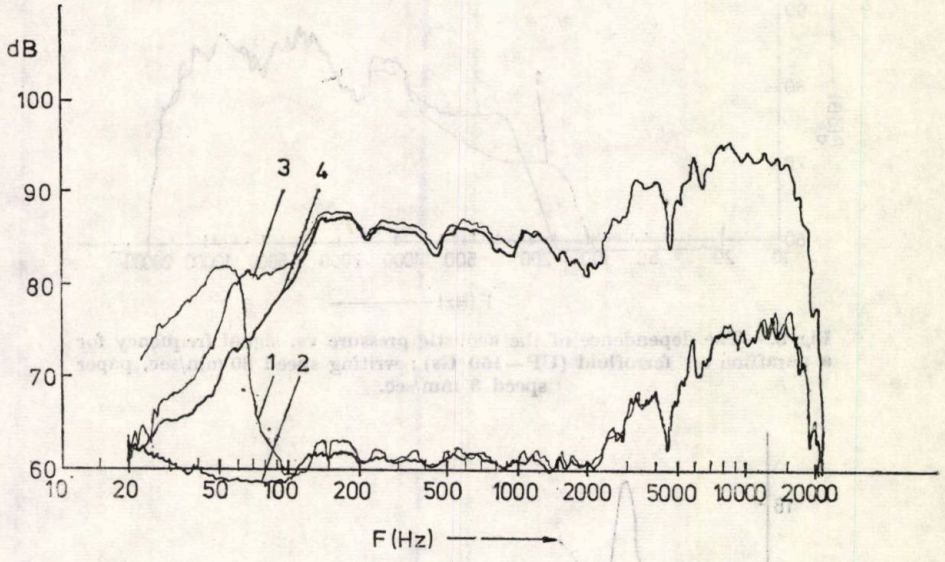


Fig. 5. — The dependence of distortions vs. signal frequency with and without a ferrofluid (UMF—250 Gs); writing speed 80 mm/sec, paper speed 3 mm/sec.

4. Conclusions

The ferrofluids used for the improvement of loudspeaker working parameters should have a low steam pressure and high boiling temperature.

Received, December 6, 1978

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Physics
and
„Electronica", Laboratory of Electro-acoustic

REFERENCES

1. Neuringer J. L., Rosensweig R. E., *Ferrohydrodynamics.* Phys. of Fluids, 7, *12*, 1927 (1964).
2. McTague J. P., *Magnetoviscosity of Magnetic Colloids.* J. Chem. Phys., 51, *1*, 133 (1969).
3. Hall F. W., Busenberg N. S., *Viscosity of Magnetic Suspensions.* J. Chem. Phys., 51, *1*, 137 (1969).
4. Călugăru Gh., Bădescu R., *Magnetoviscozitatea coloizilor de Fe_3O_4.* Presented at the First National Conference on Magnetism, December 27—28, 1974, Jassy, 212.

5. Călugăru Gh., Bădescu R., Luca E., *Magnetoviscosity of Ferrofluids.* Rev. Roum. Phys., **21**, *3*, 305 (1976).
6. Moskowitz R., *Designing with Magnetic Fluids.* The American Society of Mechanical Engineers, Design Engineering Conference 74-DE-5, 1974.
7. Bădescu V., Rezlescu N., Bădescu R., Luca E., *Utilizarea ferofluidelor în centrarea şi amortizarea echipajelor mobile.* E.E.A. — Electrotehnica, **26**, *5*, 170 (1978).

UTILIZAREA FEROFLUIDELOR LA DIFUZOARE

(Rezumat)

Se prezintă rezultatele experimentale referitoare la influenţa pe care o exercită prezenţa unui ferofluid introdus în întrefierul unui difuzor, asupra parametrilor de funcţionare ai acestuia.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 538.551.21

CIRCUITS À RÉACTANCES α-COMPENSÉES

PAR

HUGO ROSMAN

Dédiée a Mr. le Professeur Dr. Ing. D. BĂRBULESCU à l'occasion de son 60-e anniversaire

1. Introduction

Dans une suite de travaux publiés depuis 1962 [1] ... [9], ainsi que dans sa thèse de doctorat [10], D. Bărbulescu introduit le concept de réactances demicompensées, en le mettant en valeur surtout dans le domaine de l'élaboration de quelques procédés nouveaux de mesure de certaines grandeurs électriques.

En ce qui concerne les circuits série on distingue deux cas selon le caractère capacitif (Fig. 1 *a*) ou bien inductif (Fig. 1 *b*) du circuit. Si, dans le premier cas, est satisfaite la condition :

$$\omega L = \frac{1}{2\omega C} \tag{1}$$

alors

$$U_{RL} = U = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}\, I \text{ et } \varphi_{RL} = -\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R}. \tag{2}$$

Dans le deuxième cas si

$$\omega L = \frac{2}{\omega C} \tag{3}$$

il en résulte

$$U_{RC} = U = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}\, I \text{ et } \varphi_{RC} = -\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{1}{\omega CR}. \tag{4}$$

En même temps, pour les circuits parallèle il y a, de même, deux cas à distinguer. À savoir, dans le premier cas (Fig. 2 *a*) si la condition (1) est satisfaite, alors

$$I_C = I = \omega CU, \tag{5}$$

tandis que dans le deuxième cas (Fig. 2 *b*), la condition (2) en étant vérifiée, on obtient :

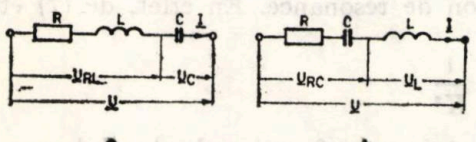


Fig. 1

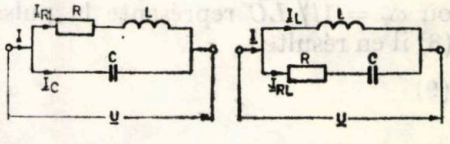


Fig. 2

(6) $$I_L = I = \frac{U}{\omega L}.$$

Les relations (1), (3) assurent la réalisation de la demicompensation des réactances tant dans le cas des circuits série que dans celui des circuits parallèle. Dans les deux cas on peut mettre en évidence toute une série de propriétés intéressantes des tels circuits, dont on peut signaler les suivantes, plus significatives :

a) Les égalités $U_{RL} = U$ (Fig. 1 *a*), $U_{RC} = U$ (Fig. 1 *b*), $I_C = I$ (Fig. 2 *a*), $I_L = I$ (Fig. 2 *b*) ont lieu bien pour n'importe quelle valeur de la résistance du circuit.

b) Si la résistance R varie, alors les phaseurs $\underline{U}_{RL}$ (Fig. 1 *a*), $\underline{U}_{RC}$ (Fig. 1 *b*) décrivent, en tant que diagrammes lieu-géométrique, le cercle de rayon U.

c) Tant le circuit dérivation représenté dans le schéma de la Fig. 2 *a*, dont les paramètres satisfont à la condition (1), que celui représenté dans le schéma de la fig. 2 *b*, lorsque ses paramètres satisfont à la condition (3), se comportent, chacun, comme une impédance de module constant et argument variable, lorsqu'on modifie la résistance R.

d) Ces propriétés, ainsi que d'autres, ont permis à D. Bărbulescu à imaginer de nouveaux types de compensateurs en coordonnées rectangulaires [2], de déphaseurs de tension [5] ... [7] et toutefois à élaborer de nouveaux procédés de mesure des puissances et du déphasage [3], [9], de même que des inductances [4].

Par surcroît l'auteur étudie les propriétes des circuits réels à réactances demicompensées, tant du type série (Fig. 3), que du celui parallèle (Fig. 4), en aboutissant à une série de conclusions ntéressantes.

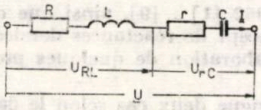


Fig. 3

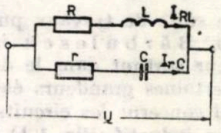


Fig. 4

Il s'avère tout à fait naturel à étudier, compte tenu des performances remarquables de tels circuits, le cas plus général lorsque la réactance inductive représente une certaine fraction de celle capacitive ou bien réciproquement. Dans ce cas on peut écrire :

(7) $$\frac{1}{\omega C} = \alpha\omega L, \quad \alpha \in [0, \infty),$$

et on peut convenir à denommer tels circuits comme étant à *réactances α-compensées*. Sans doute, pour $\alpha = 1/2$ ou $\alpha = 2$ on retrouve, comme cas particuliers, les circuits à réactances demicompensées.

Évidemment, le grade de noncompensation des réactances, α, défini à l'aide de la relation (9), peut être mis en liaison avec le désaccord relatif [11] :

(8) $$K = \frac{\omega}{\omega_r},$$

où $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ représente la pulsation de résonance. En effet, de (7) et (8) il en résulte :

(9) $$\alpha = \frac{1}{K^2},$$

de sorte que l'étude des circuits élémentaires, en fonction du degré de noncompensation des réactances est, jusqu'à un certain point, analogue à

celui en fonction du désaccord relatif [11]. Une analyse détaillée des circuits série et parallèle, en régime permanent sinusoïdal, telle que celle effectuée dans les §§ **2** et **3** de cette Note, relève nombre d'avantages lorsqu'on utilise le grade de noncompensation des réactances.

2. Circuits série à réactances α-compensées

Dans le cas du circuit représenté dans la fig. 3 les relations ci-dessous :

$$(10)\quad \begin{cases} U = \sqrt{(R+r)^2 + (1-\alpha)^2\omega^2L^2}\, I, \quad U_{RL} = \sqrt{R^2+\omega^2L^2}\, I, \\ U_{rC} = \sqrt{r^2+\alpha^2\omega^2L^2}\, I \end{cases}$$

sont valables, où l'on a tenu compte de (7). On définit les coefficients de transfert de la tension :

$$(11)\quad k_{U_L} = \frac{U_{RL}}{U}, \quad k_{U_C} = \frac{U_{rC}}{U}$$

et en utilisant les expressions (10) des tensions on obtient :

$$(12)\quad \begin{cases} k_{U_L} = \sqrt{\dfrac{R^2+\omega^2L^2}{(R+r)^2+(1-\alpha)^2\omega^2L^2}}, \\ k_{U_C} = \sqrt{\dfrac{r^2+\alpha^2\omega^2L^2}{(R+r)^2+(1-\alpha)^2\omega^2L^2}}. \end{cases}$$

On introduit les notations avantageuses :

$$(13)\quad \rho = \frac{r}{R}, \quad Q = \frac{\omega L}{R},$$

où Q représente le facteur de qualité de la bobine. Tous calculs effectués on obtient :

$$(14)\quad \begin{cases} k_{U_L} = \sqrt{\dfrac{1+Q^2}{(1+\rho)^2+(1-\alpha^2)Q^2}} \\ k_{U_C} = \sqrt{\dfrac{\rho^2+\alpha^2Q^2}{(1+\rho)^2+(1-\alpha^2)Q^2}}. \end{cases}$$

Par conséquent il résulte que les valeurs des coefficients de transfert de la tension dépendent, en ce cas, des valeurs du grade de noncompensation des réactances, α, du facteur de qualité de la bobine, Q, et du rapport des résistances, ρ. Il s'avère intéressant à étudier la dépendence des coefficients de transfert, k_{U_L} et k_{U_C}, en fonction du grade de noncompensation des réactances, α, pour différentes valeurs du facteur de qualité, Q et du rapport des résistances, ρ. Quant à la fonction $k_{U_L}(\alpha)$ on peut faire les observation ci-dessous :

$$(15)\quad k_{U_L}(0) = \sqrt{\frac{1+Q^2}{(1+\rho)^2+Q^2}} \leqslant 1;$$

(16) $$k_{U_{L\max}} = \frac{\sqrt{1+Q^2}}{1+\rho},$$

valeur obtenue pour $\alpha = 1$ (résonance) ;

(17) $$\lim_{\alpha \to \infty} k_{U_L}(\alpha) = 0.$$

On obtient ainsi la famille de courbes représentée dans la f g. 5.

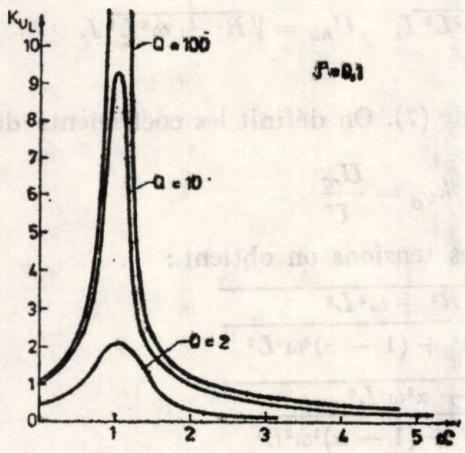


Fig. 5

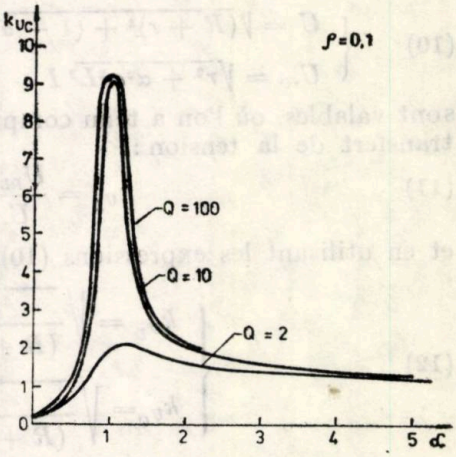


Fig. 6

D'une façon analogue on peut obtenir et la famille de courbes $k_{U_L}(\alpha)$ pour différentes valeurs de ρ, à $Q = \text{const}$. L'allure de ces courbes est analogue à celle représentée dans la fig. 5.

Il est intéressant à observer que si

(18) $$Q \gtrless \frac{\sqrt{\rho(\rho+2)}}{\alpha}$$

alors

(19) $$k_{U_L} \gtrless 1.$$

En particulier, si

(20) $$Q \gtrless \sqrt{\rho(\rho+2)},$$

on obtient

(21) $$k_{U_{L\max}} \gtrless 1.$$

En ce qui concerne la fonction $k_{U_C}(\alpha)$ on peut faire les observations suivantes :

(22) $$k_{U_C}(0) = \frac{\rho}{\sqrt{(1+\rho)^2+Q^2}} < 1;$$

sa dérivée est donnée par la relation :

$$\frac{dk_{U_C}}{d\alpha} = \frac{-Q^2\alpha^2 + (1 + 2\rho + Q^2)\alpha + \rho^2}{\sqrt{(\rho^2 + \alpha^2 Q^2)[(1+\rho)^2 + (1-\alpha)^2 Q^2]}}, \tag{23}$$

qui est nulle pour :

$$\alpha_0 = \frac{1 + 2\rho + Q^2 + \sqrt{(1 + 2\rho + Q^2)^2 + 4\rho^2 Q^2}}{2Q^2} > 1; \tag{24}$$

la valeur maxima du coefficient de transfert de la tension k_{U_C} peut être obtenue en substituant, en 12), le grade de compensation des réactances par la relation (24);

$$\lim_{\alpha \to \infty} k_{U_C}(\alpha) = 1. \tag{25}$$

Il en résulte la famille de courbes représentée dans la fig. 6.

Une famille semblable de courbes et ayant une allure analogue peut être obtenue pour le graphique $k_{U_C}(\alpha)$, pour différentes valeur de ρ et $Q =$ const.

Il est digne à souligner que si

$$Q \gtrless \sqrt{\frac{2\rho + 1}{2\rho - 1}} \tag{26}$$

alors

$$k_{U_C} \gtrless 1. \tag{27}$$

L'obtention des coefficients de transfer de la tension, k_{U_C}, surunitaires, implique la nécessité de satisfaire la condition $\alpha > 1/2$.

Si l'on compare les relations (12) on déduit facilement que si

$$\alpha = \bar{\alpha} = \frac{\sqrt{1 + Q^2 - \rho^2}}{Q} \tag{28}$$

alors

$$k_{U_L} = k_{U_C}. \tag{29}$$

Pour réaliser la condition limite

$$k_{U_L} = k_{U_C} = 1, \tag{30}$$

c'est-à-dire

$$U_{RL} = U_{rC} = U, \text{ i(30')}$$

l est nécessaire qu'outre la restriction (28), concernant le grade de non-compensation des réactances, soit satisfaite, par le facteur de qualité de la bobine, la relation :

$$\bar{Q} = \sqrt{\frac{4\rho(1+\rho) + 3}{3}} \tag{31}$$

de sorte que (28) devient

$$\bar{\alpha} = \sqrt{\frac{\rho^2 + 4\rho + 6}{4\rho^2 + 4\rho + 3}}. \tag{32}$$

Un cas particulier intéressant c'est celui lorsque le condensateur peut être considéré comme idéal, de façon que $r = 0$ et donc $\rho = 0$. Les relations (12) deviennent

$$k_{U_L} = \sqrt{\frac{1 + Q^2}{1 + (1 - \alpha)^2 Q^2}}, \quad k_{U_C} = \frac{\alpha Q}{\sqrt{1 + (1 - \alpha)^2 Q^2}}. \tag{33}$$

Le graphique $k_{U_L}(\alpha)$, représenté dans la fig. 5, se modifie de telle façon que

$$k_{U_L}(0) = 1, \tag{34}$$

$$k_{U_{L\max}} = \sqrt{1 + Q^2}. \tag{35}$$

Quant au graphique $k_{U_C}(\alpha)$, représenté dans la fig. 6, se modifie lui aussi car

$$k_{U_C}(0) = 0 \tag{36}$$

et

$$\alpha_0 = \frac{1 + Q^2}{Q^2}. \tag{37}$$

La valeur maximum du coefficient de transfert de la tension, k_{U_C}, est obtenue, en ce cas, en substituant dans (31_2) le grade de noncompensation des réactances par (37). Il en résulte :

$$k_{U_{C\max}} = \sqrt{1 + Q^2}. \tag{38}$$

L'inégalité (17) a lieu seulement si

$$\alpha > 2 \tag{39}$$

tandis que l'inégalité (27), seulement si

$$Q > \frac{1}{\sqrt{2\alpha - 1}}. \tag{40}$$

Enfin, la condition (29) est satisfaite si

$$\alpha = \bar{\alpha} = \frac{\sqrt{1 + Q^2}}{Q}; \tag{41}$$

le cas limite (30) est obtenu lorsque

$$\bar{Q} = \frac{1}{3} \tag{42}$$

— valeur extrêmement basse. Dans ce cas

$$\bar{\alpha} = \sqrt{2}. \tag{43}$$

Sans doute on peut obtenir des résultats semblables lorsque la bobine appartenant au circuit représenté dans la fig. 3 est idéale ($R = 0$), mais leur signification est, évidemment, moins intéressante.

3. Circuits parallèle à réactances α-compensées

Si l'on considère le circuit représenté dans la fig. 4 on peut écrire les relations :

$$(44)\quad \begin{cases} \underline{I} = \left(\dfrac{1}{R + j\omega L} + \dfrac{1}{r + j\alpha\omega L}\right)\underline{U} = \dfrac{R + r + j(1+\alpha)\omega L}{Rr - \alpha\omega^2 L^2 + j(r + \alpha R)\omega L}\,\underline{U}, \\ \underline{I}_{RL} = \dfrac{\underline{U}}{R + j\omega L}, \quad \underline{I}_{rC} = \dfrac{\underline{U}}{r + j\alpha\omega L}, \end{cases}$$

où l'on a tenu compte de (7). Utilisant les notations (13) les relations (44) deviennent :

$$(45)\quad \begin{cases} I = \dfrac{U}{R}\sqrt{\dfrac{(1+\rho)^2 + (1+\alpha)^2 Q^2}{(\rho - \alpha Q^2)^2 + Q^2(\rho + \alpha)^2}}, \\ I_{RL} = \dfrac{U}{R\sqrt{1 + Q^2}}, \quad I_{rC} = \dfrac{U}{R\sqrt{\rho^2 + \alpha^2 Q^2}}. \end{cases}$$

On définit les coefficients de transfert du courant :

$$(46)\qquad k_{I_L} = \frac{I_{RL}}{I}, \quad k_{I_C} = \frac{I_{rC}}{I}.$$

Compte tenu des expressions (45) on obtient :

$$(47)\quad \begin{cases} k_{I_L} = \sqrt{\dfrac{(\rho - \alpha Q)^2 + Q^2(\rho + \alpha)^2}{(1 + Q^2)[(1+\rho)^2 + (1+\alpha)^2 Q^2]}}, \\ k_{I_C} = \sqrt{\dfrac{(\rho - \alpha Q)^2 + Q^2(\rho + \alpha)^2}{(\rho^2 + \alpha^2 Q^2)[(1+\rho)^2 + (1+\alpha)^2 Q^2]}}, \end{cases}$$

Par conséquent, les valeurs des coefficients de transfert du courant dépendent des valeurs du grade de noncompensation des réactances, α, du facteur de qualité de la bobine, Q et du rapport des résistances, ρ. L'étude de la dépendence des coefficients de transfert k_{I_L}, k_{I_C} des valeurs du grade de noncompensation des réactances, α, pour différentes valeurs du facteur de qualité, Q et du rapport des résistances, ρ, s'avère assez difficile.

Il est intéressant à signaler le fait que l'égalité

$$(48)\qquad k_{I_L} = k_{I_C}$$

est satisfaite si le grade de noncompensation des réactances est donné par (28).

Un cas particulier plus simple à étudier c'est celui du condensateur idéal ($r = 0$ et par suite $\rho = 0$). Dans cette situation les expressions (47) deviennent :

$$(49)\quad k_{I_L} = \alpha Q \sqrt{\frac{2}{(1+Q^2)\,[1+(1+\alpha)^2 Q^2]}}\,,\quad k_{I_C} = \sqrt{\frac{2}{1+(1+\alpha^2)\,Q^2}}\,.$$

Pour tracer le graphique $k_{I_L}(\alpha)$ on observe, en préalable, que

$$(50)\quad k_{I_L}(0) = 0, \qquad (51)\quad \lim_{\alpha\to\infty} k_{I_L}(\alpha) = \sqrt{\frac{2}{Q^2+1}},$$

tandis que la dérivée est :

$$(52)\quad \frac{dk_{I_L}}{d\alpha} = Q\sqrt{\frac{2}{Q^2+1}}\cdot\frac{Q^2\alpha + Q^2 + 1}{[1+(1+\alpha)^2 Q^2]^{3/2}} > 0$$

et par conséquent la fonction $k_{I_L}(\alpha)$ est strictement croissante (Fig. 7).

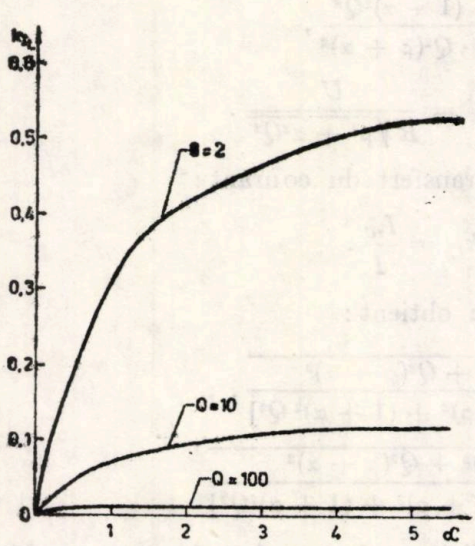


Fig. 7

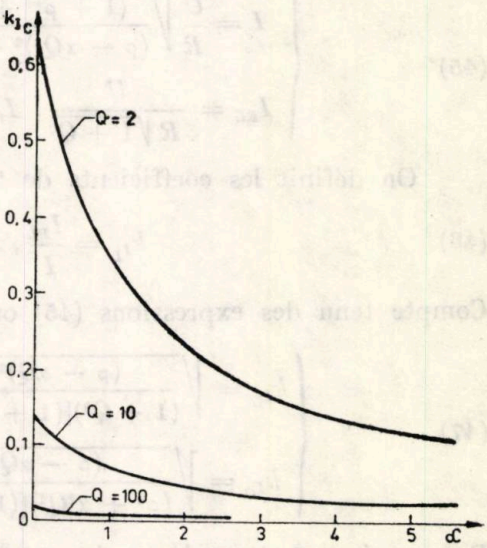


Fig. 8

Quant au graphique $k_{I_C}(\alpha)$ on observe que

$$(53)\quad k_{I_C}(0) = \sqrt{\frac{2}{Q^2+1}}$$

et

$$(54)\quad \lim_{\alpha\to\infty} k_{I_C}(\alpha) = 0,$$

la fonction $k_{I_C}(\alpha)$ en étant strictement décroissante ($dk_{I_C}/d\alpha < 0$ — Fig. 8).

4. Conclusions

1. On généralise le concept de réactances demicompensées, introduit dans l'étude des circuits linéaires en régime permanent sinusoïdal par D. Bărbulescu, en dénommant par réactances α - compensées, celles qui satisfont à la relation (7).

2. On étudie nombre de propriétés des circuit simples, à réactances α-compensées, en régime permanent sinusoïdal et on aboutit à la conclusion que tant les coefficients de transfert de la tension, dans le cas des circuits série, que les coefficients de transfert du courant, dans le cas des circuits parallèle, dépendent seulement du degré de noncompensation des réactances, α, du facteur de qualité, Q, de la bobine et du rapport, ρ, des résistances de la bobine et du condensateur.

Reçue le 20 février 1979

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures
et Machines Électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Bărbulescu D., *Circuite cu reactanțe semicompensate.* Bul. Inst. polit., Iași, VIII (XII), *1—2*, 201—214 (1962).
2. Bărbulescu D., *Compensator în coordonate rectangulare folosind un circuit derivație cu reactanțe semicompensate.* Bul. Inst. polit., Iași, VIII (XII), *3—4*, 213—220 (1962).
3. Bărbulescu D., *Măsurarea puterilor și a unghiului de defazaj dintre tensiune și curent cu wattmetru electrodinamic folosind un cicuit reprezentînd o impedanță de modul constant și argument variabil.* Bul. Inst. polit., Iași, IX (XIII), *1—2*, 239—248 (1963).
4. Bărbulescu D., *Măsurarea inductanțelor și capacităților prin metoda deviațiilor egale, utilizînd principiul semicompensării reactanțelor.* Bul. Inst. polit., Iași, IX (XIII), *3—4*, 223—232 (1963).
5. Bărbulescu D., *Defazor de tensiune utilizînd un circuit serie capacitiv cu reactanțe semicompensate.* Bul. Inst. polit., Iași, XI (XV), *1—2*, 219—230 (1965).
6. Bărbulescu D., *Defazor de tensiune utilizînd un circuit serie inductiv cu reactanțe semicompensate.* Bul. Inst. polit., Iași, XIV (XVIII), *1—2*, 369—380 (1968).
7. Bărbulescu D., *Funcționarea în sarcină a defazorului de tensiune cu reactanțe semicompensate.* Bul. Inst. polit., Iași, XVII (XXI), *3—4*, 67—76 (1971).
8. Bărbulescu D., *Transformarea statică a numărului de faze mono—trifazate cu ajutorul unui circuit serie capacitiv cu reactanțe semicompensate.* Bul. Inst. polit., Iași, XVIII (XXII), *1—2*, s. III, 65—71 (1972).
9. Bărbulescu D., *Punte echilibrată pentru determinarea factorului de putere.* Bul. Inst. polit., Iași, XXI (XXV), *1—2*, s. III, 27—30 (1975).
10. Bărbulescu D., *Metode de măsurare folosind principiul semicompensării reactanțelor în circuite electrice serie și paralel.* Teză de doctorat, Inst. polit., Iași, 1962.
11. Rosman H., Savin Gh., *Circuite electrice liniare.* Partea I, *Analiza circuitelor liniare în regim permanent.* Vol. I, Rotaprint, Inst. polit., Iași, 1974, 434.

CIRCUITE CU REACTANȚE α-COMPENSATE

(Rezumat)

Se generalizează conceptul de reactanțe semicompensate introdus în studiul circuitelor liniare în regim permanent sinusoidal, de către D. Bărbulescu, numind reactanțe α-compensate cele ce satisfac relația (7).

Se studiază unele proprietăți ale circuitelor simple cu reactanțe α-compensate, în regim permanent sinusoidal și se arată că atît coeficienții de transfer ai tensiunii, în cazul circuitelor serie cît și coeficienții de transfer ai curentului, în cazul circuitelor paralele depind numai de gradul de necompensare al reactanțelor, α, de factorul de calitate al bobinei, Q și de raportul rezistențelor bobinei și condensatorului, ρ.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 538.652

EFECTUL MAGNETOSTRICTIV INVERS ÎNTR-O BARĂ FEROMAGNETICĂ SUPUSĂ UNEI SOLICITĂRI DE ÎNTINDERE SAU COMPRESIUNE

DE

FLORENTINA TRIFAN și CAMELIA ANDRONE

1. Introducere

Dacă o piesă feromagnetică este plasată într-un cîmp magnetic omogen, crescător, piesa se alungește sau se contractă, după cum are o magnetostricție pozitivă sau negativă. Deformarea este produsă de rotirea domeniilor magnetice elementare sau de deplasarea ireversibilă a pereților B l o c h la 90° (deformarea nu poate fi produsă de deplasarea pereților la 180° decît în magnetostricția volumetrică). Dacă proba feromagnetică este supusă simultan și unei solicitări mecanice, oarecare, externe, deformarea corespunzătoare se va exercita în întreaga masă a probei. Experimentul dovedește că modificarea dimensiunilor datorate eforturilor mecanice suplimentare, aplicate din exterior, atrage după sine modificarea stării de magnetizare a domeniilor. Efectul se numește *magnetostrictiv invers*.

2. Calculul variației alungirii relative

Dacă se consideră un eșantion feromagnetic cu magnetostricție pozitivă, aflat într-un cîmp magnetic longitudinal exterior **H** (fig. 1), care este supus unui efort de întindere σ, atunci magnetizația sa va suferi modificări care se dovedesc a depinde de solicitarea respectivă. Încercarea se efectuează în prezența unui cîmp magnetic deoarece numai în această situație se poate pune în evidență mai sigur variația de magnetizație.

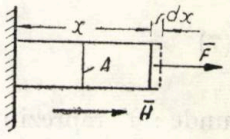


Fig. 1

Înainte de aplicarea efortului σ energia magnetică specifică era :

$$(1)' \qquad w_m = \frac{1}{2}\mathbf{HB} = \frac{1}{2}\mu_0 H(H+M)\cos\theta \approx \frac{1}{2}\mu_0 MH\cos\theta,$$

unde s-a neglijat termenul $H^2 \ll HM$.

Considerînd cîmpul **H** suficient de intens variația de magnetizație rezultă ca urmare a fenomenelor de rotație a domeniilor la 90° sau a deplasării ireversibile a granițelor domeniilor la 90°. În aceste condiții, la aplicarea unui efort de întindere elementul variabil va fi θ.

Ca urmare a unei variații $d\theta$ a unghiului θ energia magnetică specifică devine :

$$w'_m = \frac{1}{2}\mu_0 MH\cos(\theta + d\theta). \tag{2}$$

Variaţia de energie magnetică specifică rezultă :

$$dw_m = w'_m - w_m = \frac{1}{2}\mu_0 HM\,[\cos(\theta + d\theta) - \cos\theta] \approx \frac{1}{2}\mu_0 HM\sin\theta\,d\theta, \tag{3}$$

unde s-au utilizat aproximaţiile evidente : $\cos d\theta \approx 1$, $\sin d\theta \approx d\theta$.

Pentru întreg volumul eşantionului feromagnetic variaţia de energie magnetică va fi :

$$dW_m = -\frac{1}{2}\mu_0 HM\,Ax\sin\theta\,d\theta, \tag{4}$$

x fiind lungimea eşantionului. Dar această variaţie de energie a fost produsă de lucrul mecanic efectuat de forţele exterioare **F**, $dL = F\,dx$, forţa **F** fiind egală şi de semn contrar cu forţa elastică $\mathbf{F}_e$. Deci :

$$dL = -F_e dx = -\sigma A dx. \tag{5}$$

Egalînd relaţiile (4) şi (5) se obţine :

$$\sigma A\,dx = \frac{1}{2}\mu_0 HM\,Ax\sin\theta\,d\theta$$

sau

$$\frac{dx}{x} = \frac{1}{2}\mu_0 HM\sin\theta\,d\theta. \tag{6}$$

Integrînd, ecuaţia (6) conduce la

$$x = c_1 \exp\left[\frac{\mu_0}{2\sigma} HM(\cos\theta_0 - \cos\theta')\right], \tag{7}$$

unde : θ' reprezintă unghiul dintre **M** şi **H** după aplicarea efortului mecanic iar θ_0 — unghiul dintre aceiaşi vectori înainte de aplicarea efortului.

Pentru a reprezenta funcţia $x(\theta)$ se apelează la metodele clasice şi se obţine curba din fig. 2. Se observă că funcţia prezintă un minim pentru $\theta = \pi$.

În consecinţă lungimea eşantionului variază în funcţie de θ aproximativ rectiliniu, deoarece sens fizic are numai ramura descendentă (cu pantă negativă) întrucît θ poate varia teoretic de la 0 la π. Deci cu creşterea lungimii (creşterea efortului de întindere) θ scade dacă λ este pozitiv (magnetostricţie pozitivă). Pe o porţiune ce corespunde unei variaţii relativ mici a lui θ, $(\theta_1 - \theta_2)$, variaţia poate fi considerată, cu destulă precizie, ca fiind liniară.

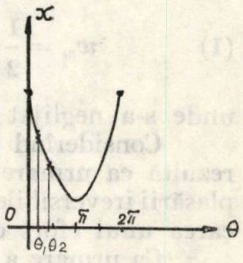


Fig. 2

3. Calculul variației magnetostricției

Din relația (4) se poate calcula variația forței magnetice generalizate, care constituie reacția magnetică la solicitarea de întindere:

$$\frac{dW_m}{d\theta} = -\frac{1}{2}\mu_0 HM\,Ax\sin\theta = \Delta F_{ms}. \tag{8}$$

Se observă că din momentul în care se atinge saturația, efortul mecanic aplicat din exterior (în cazul întinderii) tinde să aducă vectorul **M** peste **H**, astfel încît θ tinde la zero. Deci variația forței magnetostrictive va fi din ce în ce mai mică, iar practic, la saturație, devine nulă. Experimentul confirmă faptul că la saturația magnetică variația relativă de lungime (și deci λ) rămîne la o valoare practic constantă, indiferent de intensitatea cîmpului magnetic.

Dacă se ia în considerație și variația de lungime a eșantionului în timpul cît se aplică un efort suplimentar de întindere, se obține:

$$W_m = \frac{\mu_0}{2} Ax\,HM\cos\theta,$$

reprezentînd energia magnetică totală înainte de aplicarea efortului de întindere. Energia magnetică totală după întindere este de forma:

$$W'_m = \frac{\mu_0}{2} A(x + dx)\,HM\cos(\theta + d\theta).$$

Variația de energie magnetică datorată efortului mecanic exterior va fi:

$$dW_m = W'_m - W_m = -\frac{A}{2}\mu_0 HMx\sin\theta\,d\theta, \tag{9}$$

unde s-au făcut aproximațiile evidente:

$$d\theta \cdot dx \approx 0, \quad dx \cdot \cos\theta \approx 0.$$

Se observă că relațiile (9) și (4) coincid.

Variația alungirii relative produsă de variația forței magnetostrictive va fi:

$$\Delta\left(\frac{\delta x}{x}\right) = \frac{\mu_0}{2E} x\,HM\sin\theta. \tag{10}$$

Se observă așadar că variația alungirii relative depinde și de lungimea inițială, x, a barei feromagnetice respective.

Dacă se exprimă $M(H)$ analitic, aproximînd caracteristicile de magnetizare, se pot obține diferite relații de legătură între M și H. De exemplu, pentru $M = kH$ sau $M = b_1H - b_3H^3$, se obțin pentru $\Delta\lambda$ următoarele expresii:

$$\Delta\lambda = \frac{\mu_0}{2E} x\,kH^2\sin\theta \tag{11}$$

și respectiv

$$\Delta\lambda = \frac{\mu_0}{2E} x (b_1 H^2 - b_3 H^4) \sin\theta. \tag{12}$$

4. Concluzii

1. Dacă punctele de funcționare pe curba de magnetizare se află în zona rotațiilor domeniilor reversibile sau ireversibile unghiul dintre vectorii **M** și **H** nu depinde esențial de variația dimensiunii longitudinale a eșantionului datorită forței mecanice exterioare. Dependența ar fi mai importantă numai dacă punctele de funcționare s-ar afla în zona deplasării reversibile a pereților B l o c h la 90°.

2. Variația lungimii eșantionului feromagnetic, în condițiile în care rezistența, σ, la întindere rămîne constantă, are un caracter aproximativ liniar. În consecință măsurarea cu precizie a variației alungirii, datorate stării de magnetizare, poate furniza informații referitoare la direcția vectorului **M** în raport cu cîmpul magnetic exterior cunoscut.

3. Variația alungirii relative (a constantei magnetostrictive) depinde de lungimea inițială a barei feromagnetice.

4. Dacă piesa feromagnetică este saturată din punct de vedere magnetic, variația forței magnetostrictive este nulă și deci și alungirea relativă rămîne constantă. Variația efortului mecanic exterior nu mai poate avea drept efect variația stării de magnetizare.

Primită la 18 mai 1979

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electrotehnică, măsur și mașini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. B e k e r I. J., I.E.E.E. Trans., Magn., **9** (3), 161 (1973).
2. C h i k a z u m i K., *Physics of Magnetism*. New York, 1966.
3. T r i f a n Fl., Bul. Inst. polit., Iași, XXVI (XXVI), *1—2*, s. III (1978).
4. В о н с о в с к и й С. В., Ш у р И. К., *Ферромагнетизм*. ГИТТЛ, М.—Л., 1948.
5. W e i d e m a n n G., Ann. Phys. Chem., 117, 193 (1862).

THE REVERSE MAGNETOSTRICTIVE EFFECT IN A STRESSED FERROMAGNETIC BAR

(Summary)

If a d.c. premagnetized ferromagnetic bar is subjected to an external stress, i.e. a pul tension or a compressive force, we may associate a variation of the magnetostrictive force to every variation of the magnetic energy. The longitudinal sizes of the sample vary according to the formula (7).

This formula has a physical sense only for the arguments varying in the interval $[0, \pi]$; it may be considered almost linear for θ_1—θ_2 small enough.

The variation of the magnetostrictive effect is an even function with respect to magnetic field magnitude H; it chancelled in the magnetic saturation domain.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III ELECTRONICĂ,
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

D. K. 538.533

DAS VERHALTEN DER NICHTLINEAREN GESTEUERTEN SPULE IN GEZWUNGENEM VORGANG, BEI FREQUENZÄNDERUNG DER ERREGUNGSQUELLE

VON

ILIE POPESCU, CAMELIA ANDRONE und M. ANTONESCU

1. Einleitung

Das Verhalten der nichtlinearen Spule bei Frequenzänderung der Erregungsquelle hat sowohl eine theoretische als auch eine praktische Bedeutung. Eine allgemeine theoretische Untersuchung des elektromagnetischen Feldes in ferromagnetischen dauernd magnetisierten Mediums, am mikroskopischen Niveau, ist aber sehr schwierig. Am makroskopischen Niveau, die ferromagnetischen Stoffen die den alternativen magnetischen Feldern ausgesetzt sind, weisen veränderlichen magnetischen Permeabilitäten auf. Bei Frequenzänderung des alternativen magnetischen Feldes, modifizieren sich die Verluste durch Wirbelströme und magnetischen Hysteresis und das ruft eine wesentliche Änderung der Form der Hysteresisschleife hervor.

Bei tiefen Frequenzen, die Signalen mit veränderlicher Frequenz beeinflußen die Kennlinien der nichtlinearen Spule [1].

2. Die Erlangung der nichtlinearen trägen und nichtträgen Kennlinien der nichtlinearen gesteuerten Spule (NGS)

Wird die Frequenz als variabler Parameter gewählt, dann weist die nichtlineare sinusförmigerregte Spule eine Familie von Hysteresisschleifen auf.

Sowohl aus Studien und Versuchen, als auch aus der Literatur [2] wurden Veränderungen der Kennlinien der nichtlinearen Spule bei variablen tiefen Frequenzen (50 ... 1 000 Hz) festgestellt. Ebenfalls ist die frequenzabhängige Variation des koerzytiven magnetischen Feldes der magnetischen Stoffen die durch ein rechteckiges Hysteresiszyklus characterisiert sind, bekannt.

Im folgenden unternimmt man ein einheitliches Studium der NGS bei Frequenzänderung, für magnetische Kreise aus Mumetall, Siliziumeisen und Ferrit. Diese Stoffen besitzen Kennlinien mit durchschnittlicher

Nichtlinearität (und nicht mit starker Nichtlinearität wie bei magnetischen Kreisen aus Ultraperm).

Unter Verwendung des elektrischen Schema die die Abb. 1 darstellt, wurden die trägen und nichtträgen Kennlinien der NGS gewonnen. Man stellt fest daß, in normierten Werten, diese Kennlinien sind eher von der Natur und weniger von der Form und der Ausmassen des Kreises Abhängig.

Ebenfalls, bei tiefen Frequenzen der Einfluß der Blechdicke ist etwas beschränkter.

3. Das Verhalten der NGS bei sinusförmigem Fluß

Das Studium der NGS in gezwungenem Vorgang bei sinusförmigem Fluß beruht auf den experimentellen Ergebnisse die mit dem Schema aus der Abb. 1 erhalten wurden (wobei L und R_2 sehr große, bzw. R_1 kleine Werte haben). Der untersuchte magnetische Kreis, aus verschiedenen magnetischen Stoffen, ist in der Form eines magnetischen Verstärkers dargestellt. Es wurden folgende Kennlinien gewonnen : die nichtlineare träge Kennlinie $\psi(I)$, $[U(I)]$; die Grundmagnetisierungskennlinie $\psi(i)$, $[\psi_m (I_m)]$; die durschnittliche Kennlinie $\psi(i)$ und die dynamische Hysteresisschleife $\psi(i)$.

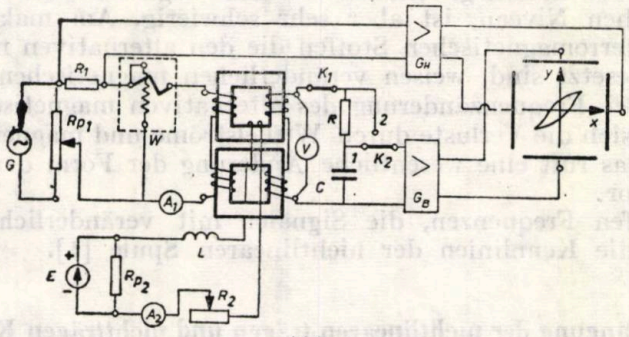


Abb. 1

Die nichtlinearen trägen Kennlinien $\psi(I)$ der NGS aus Mumetall, für sinusförmige Spannung (verschiedener Frequenzen) sind in der Abb. 2 aufgeführt. Man bemerkt eine Änderung der Form der nichtlinearen trägen Kennlinien in normierten Werten $(\psi/\psi_s)(I/I_s)$ im Gebiet der tiefen Frequenzen (50 ... 500 Hz). So, während die Nichtlinearität in Ursprung ungefähr unverändert bleibt, diejenige vom Sättigungsteil vermindert sich. Diese nichtlinearen Kennlinien (sowohl für Mumentall als auch für Siliziumeisen und Ferrit) lassen sich leicht folgendermasen approximieren :

$$I = c_1 U - c_3 U^3 + c_5 U^5, \text{ wobei } U = \omega\psi. \tag{1}$$

In normierten Werten wird (1) :

$$u = c_1' v - c_3' v^3 + c_5' v^5 \tag{2}$$

mit

$$(3)\qquad \begin{cases} u = \dfrac{I}{I_s},\ v = \dfrac{U}{U_s} = \dfrac{\psi}{\psi_s}, \\ c_1' = c_1 \dfrac{U_s}{I_s} = c_1 \omega \dfrac{\psi_s}{I_s},\ c_3' = c_3 \dfrac{U_s^3}{I_s} = c_3 \omega^3 \dfrac{\psi_s^3}{I_s}, \\ c_5' = c_5 \dfrac{U_s^5}{I_s} = c_5 \omega^5 \dfrac{\psi_s^5}{I_s}. \end{cases}$$

Für ein bestimmtes Material (Mumetall in diesem Fall) die adimensionalen Annäherungskoeffizienten c_k', $(k = 1, 3, 5)$, hängen vom Steuerungsstrom I_c [4] und von der Frequenz der Erregungsspannung ab (in normierten Werten $\omega/\omega_{50} = \nu$, $\omega_{50} = 314\ s^{-1}$). Sie sind von den nichtlinearen, trägen, in der Abb. 2 dargestellten Kennlinien mittels einer Felix C-256 Rechenanlage gewonnen und in der Abb. 3 aufgeführt.

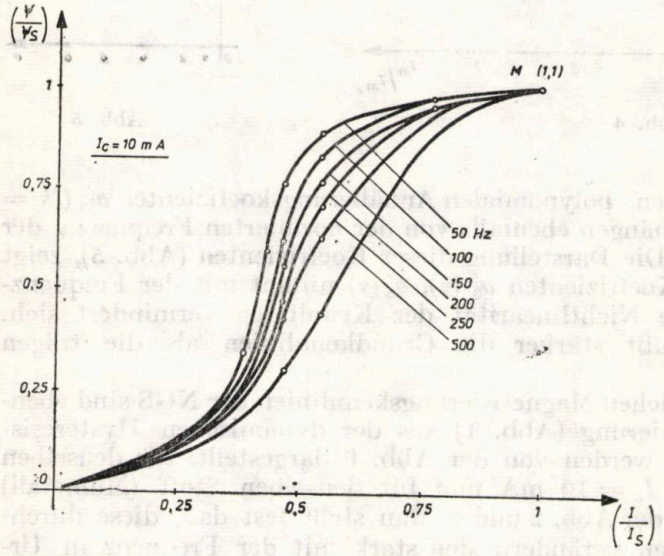


Abb. 2

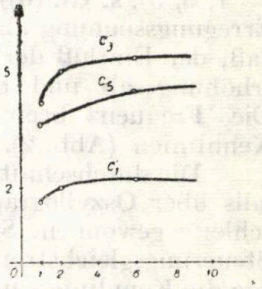


Abb. 3

Die Grundmagnetisierungskennlinien die mit dem elektrischen Schema aus der Abb. 1 durch oszillographierung erlangen wurden stellt, in maximalen normierten Werten, die Abb. 4 dar. Sie lassen sich ebenfalls mit der Beziehung (5) annähern :

$$(4)\qquad i = a_1 \psi - a_3 \psi^3 + a_5 \psi^5, \qquad (5)\qquad u = a_1' v - a_3' v^3 + a_5' v^5,$$

wobei

$$(6)\qquad u = \frac{I_m}{I_s},\ v = \frac{\psi_m}{\psi_{ms}},\ a_1' = a_1 \frac{\psi_{ms}}{I_{ms}},\ a_3' = a_3 \frac{\psi_{ms}^3}{I_{ms}},\ a_5' = a_5 \frac{\psi_{ms}^5}{I_{ms}}.$$

Die Abb. 4 zeigt eine bedeutende Veränderung der Kennlinien im Gebiet der Frequenzen 50 ... 400 Hz die sowohl in Ursprung, als auch im Sättigungsteil auftritt.

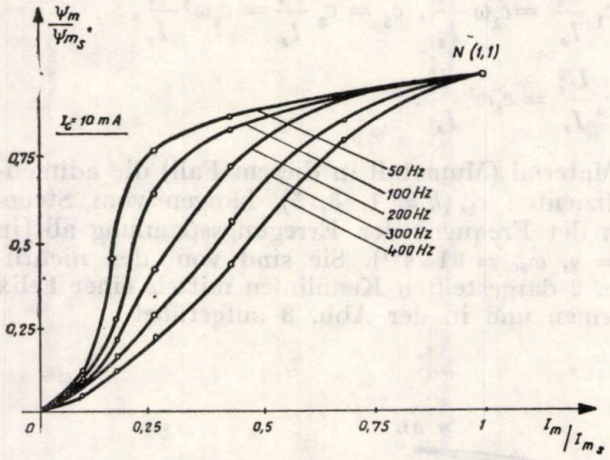


Abb. 4

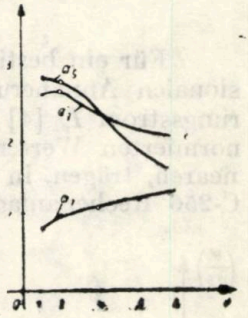


Abb. 5

Die adimensionalen, polynomialen Annäherungskoefizienten a_k', ($(k = 1, 3, 5)$, s. Gl. (6)), hängen ebenfalls von der normierten Frequenz ν der Erregungsspanung ab. Die Darstellung dieser Koeffizienten (Abb. 5), zeigt daß, der Einfluß der Koeffizienten $a_3'(\nu)$, $a_5'(\nu)$ nimmt mit der Frequenzerhöhung ab und die Nichtlinearität der Kennlinien vermindert sich. Die Frequenz beeinflußt stärker die Grundkennlinien als die trägen Kennlinien (Abb. 2).

Die durchschnittlichen Magnetisierungskennlinien der NGS sind ebenfalls über Oszyllographierung (Abb. 1) aus der dynamischen Hysteresisschleife gewonnen. Sie werden von der Abb. 6 dargestellt, für denselben Steuerungsgleichstrom $I_c = 10$ mA und für denselben Stoff (Mumetall) wie die Kennlinien aus der Abb. 2 und 4. Man stellt fest daß, diese durchschnittlichen Kennlinien verändern sich stark mit der Frequenz in Ursprung (wo die Nichtlinearität fast verschwindet) und wenig im Sättigungsteil. Für dieselbe analytische Annäherung (5) der durchschnittlichen Kennlinien, die Annäherugskoeffizienten $a_k'(\nu)$ hängen von der normierten Frequenz ν ab und sind in der Abb. 7 aufgeführt.

Kennt man die durschnittliche nichtträge Magnetisierungskennlinie (5), erhält man die dynamische Hysteresisschleife :

$$(7) \qquad u = a_1'(I_c, \nu)\, v - a_3(I_c, \nu) + a_5'(I_c, \nu) \pm \frac{H_c(I_c, \nu)}{H_s} \sqrt{1 - \nu^2}.$$

Die Annäherungskoeffizienten $a_k(I_c, \nu)$, $(k = 1, 3, 5)$, sowie das koerzytive magnetische Feld $H_c(I_c, \nu)$ hängen von der Frequenz (Abb 7, bzw. 10) und vom Steuerungsgleichstrom I_c [4] ab.

Für den magnetischen Kreis aus Mumetall und $I_c = 10$ mA, das koerzytive Feld $H_c(\nu)$ ist in der Abb. 10 dargestellt und mit der Gl.

(8) $$H_c(\nu) = H_{c_{50}}(\alpha\nu + \beta),$$

approximiert, wobei

(9) $$\alpha = 1{,}25,\ \beta = -0{,}25\ H_c/H_{c_{50}} = 1 \text{ für } 1 \leqslant \nu \leqslant 6.$$

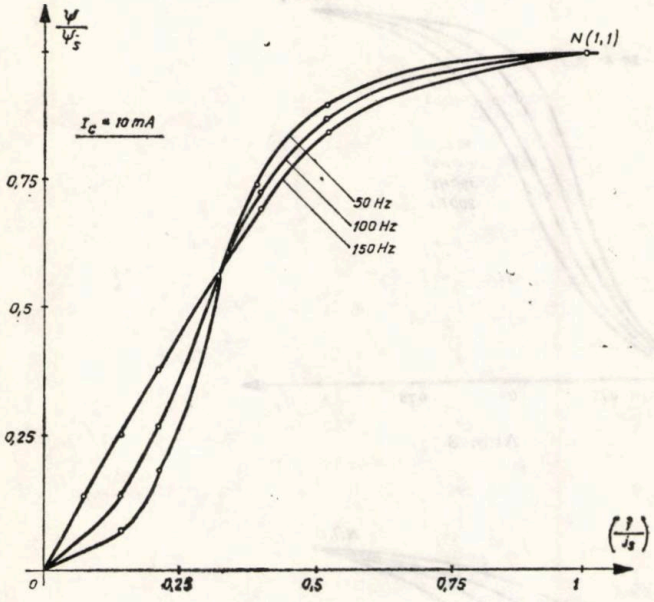


Abb. 6

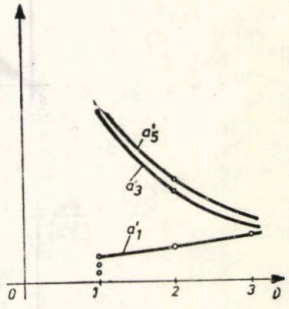


Abb. 7

Aus der Gl. (7) der dynamischen Hysteresisschleife kann man alle magnetischen Permeabilitäten ausrechnen. So, wird die dynamische Permeabilität:

(10) $$\mu_d(\nu) = \frac{B_s}{H_s} \cdot \frac{dv}{du} \approx \frac{\mu_0\sqrt{1-v^2}}{\sqrt{1-v^2}\,(a'_1 - 3a'_3v^2 + 5a'_5v^4 \mp \frac{H_{c_{50}}(I_c)}{H_{s_{50}}}(\alpha\nu + \beta)v}.$$

Die theoretischen Ergebnisse für die dynamische Hysteresisschleife (Gl. (7)) und für die dynamische magnetische Permeabilität (Gl. (10)) die mit der Rechenanlage erhalten wurden stimmen mit den experimentellen, oszyllographierten Anfangsergebnissen zufriedenstellend überein.

4. Das Verhalten der nichtlinearen gesteuerten Spule bei sinusförmigem Strom

Die Analyse der NGS in gezwungenem Vorgang, bei sinusförmigem Strom, aufweist Interesse besonders in den elektrischen Schemen wo die NGS parallel mit anderen Kreiselementen geschaltet ist. Man verwendet

dasselbe in der § **3** vorgeschlagenes Studiumverfahren. Die nichtlinearen Kennlinien der mit sinusförmigen Strömen verschiedener Frequenzerregten NGS erlangt man mit demselben elektrischen Schema aus der Abb. **1** (wobei der Widerstand R_1 einen genügend hohen Wert hat).

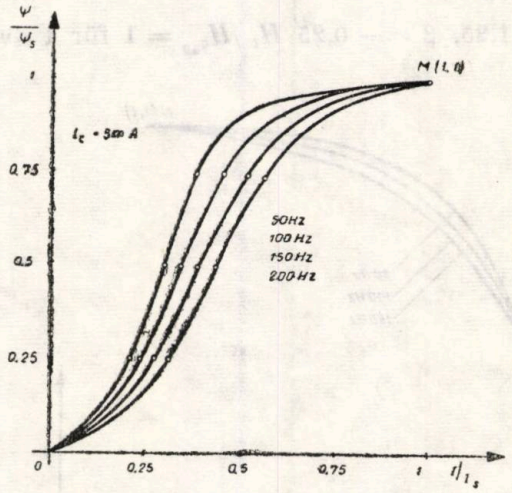


Abb. 8

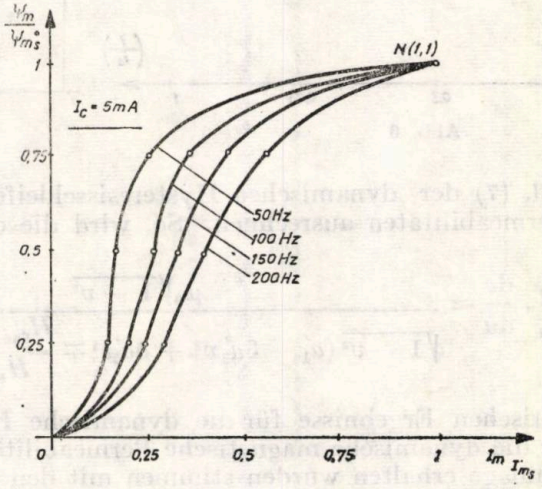


Abb. 9

In den Abb. 8 und 9 sind die erfahrungsmässig gewonnen nichtlinearen trägen Kennlinien (ψ/ψ_s) (I/I_s) und bzw. die Grundkennlinien (ψ_m/ψ_{ms}) (I_m/I_{ms}) (für denselben magnetischen Stoff, Mumetall und $I_c = 5$ mA) dargestellt. Der Einfluß der Frequenz lässt sich bemerken, aber die Kennlinien ähneln qualitativ denen vom § **3**. Der Unterschied besteht nur quantitativ und zwar in der Werten der Annäherungskoeffizienten.

5. Elektrische Ersatzschaltungen

Im Studium der nichtlinearen elektrischen Kreisen wird die NGS oft als träges Kreiselement betrachtet. Im folgenden wird eine solche Ersatzschaltung für die träge NGS vorgeschlagen unter Einbeziehung des Frequenzeinflusses des Erregungssignals. In der Abb. 11 wird die reele NGS in einer Reihenersatzschaltung präsentiert, wobei $U_L(I)$ die nichtlineare träge Kennlinie vertritt (Gl. (1)) und $U_r(I)$ (oder $U_r(\nu)$) bezieht die Frequenzabhängige Verluste ein (Abb. 10).

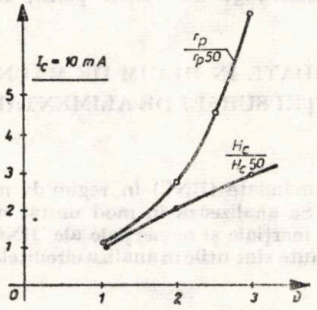


Abb. 10

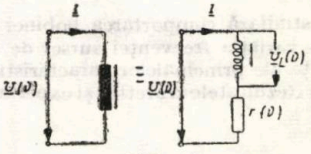


Abb. 11

Für die untersuchte NGS ($I_c = 10$ mA, Mumetall) der Verlustwiderstand $r_p(\nu)$ hängt ebenfalls nichtlinear von der Frequenz (s. Gl. (11)):

$$r_p(\nu) = r_{p_{50}} \nu^{\beta}, \tag{11}$$

wobei $r_{p_{50}}$ den Verlustwiderstand der NGS bei $\nu = 1$ ($f = 50$ Hz) bildet. Das Koeffizient β ändert sich mit I_c für einen gegebenen ferromagnetischen Stoff.

6. Schlußfolgerungen

1. Untersucht wurde das Verhalten der NGS in gezwungenem Vorgang bei Frequenzänderung der Erregungsquelle. Der verwendete magnetische Kreis (Siliziumeisen, Ferrit und Mumetall aufgeführt in der Arbeit) weist nichtlinearen Kennlinien die sich mit einer Potenzreihe annähern lässt.

2. Man analysierte einheitlich die frequenzabhängige Veränderung der hauptsächlichen trägen und nichtträgen Kennlinien der NGS. Man bestimmte den analytischen Ausdruck für diese Kennlinien und die Frequenzabhängigkeit der Annäherungskoeffizienten.

3. Das aufgeführte Studium ist bedeutend in der Analyse einiger nichtlinearen Kreisen wie: NGS, ferromagnetischen Speicherelementen ferroresonanten Kreisen, speziellen elektrischen Maschinen u.s.w.

4. Die Erfahrungsmässigen und theoretischen Ergebnisse lassen sich in der Analyse der nichtlinearen nichtsinusförmigerregten Spule verwenden.

Eingegangen am 24. Mai 1979

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektrotechnik, elektrische Messungen und Maschinen
und
Lehrstuhl für Elektronik und Rechenanlagen

LITERATURVERZEICHNISS

1. Popescu I., Androne C., Antonescu M., *Influenţa frecvenţelor joase asupra formei ciclului de histerezis.* First National Simp. on Nonlinear and Parametric Circuits, Jassy, Dec. 22—23, 1975, 67—76.
2. Розенблат М. А., *Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники.* Изд. Наука, Москва, 1968.
3. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1973.
4. Popescu I., Zitron N., *Untersuchung des stationären Vorgangs im zweifachen Ferroresonanzkreis bei Steuerungsstromänderung.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XVIII (XXII), *3—4*, s. III, 35—44 (1972).

COMPORTAREA BOBINEI NELINIARE COMANDATE ÎN REGIM DE MAGNETIZARE FORŢATĂ, LA VARIAŢIA FRECVENŢEI SURSEI DE ALIMENTARE

(Rezumat)

Se studiază comportarea bobinei neliniare comandate (BNC) în regim de magnetizare forţată, la variaţia frecvenţei sursei de alimentare. Se analizează în mod unitar modificările cu frecvenţa ale principalelor caracteristici neliniare inerţiale şi neinerţiale ale BNC în curent continuu. Rezultatele teoretice şi experimentale obţinute sînt utile în analiza circuitelor neliniare

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 538.533 : 621.318.7

ELEKTRISCH—STEUERBARE FILTER MIT NICHTLINEARER GESTEUERTER SPULE IM FREIEN MAGNETISIERUNGSZUSTAND

VON

NORBERT ZITRON, M. APRALOE und D. IONESCU

1. Allgemeines

In der Übertragungstechnik finden die elektrisch-gesteuerten Filter verschiedene Anwendungen. Trotzdem sind in der Literatur nur die Schaltungen die FET verwenden und die von M o s c h y t z vorgeschlagenen bekannt [1].

Ziel dieser Arbeit ist die Möglichkeit der Erhaltung von Filter zweitens Ordnung die gesteuerte Spulen im freien Magnetisierungszustand arbeitenden enthalten, hervorzuheben, Filter deren Kenngrößen elektrisch steuer ar sind.

2. Nichtlineare longitudinal-gesteuerte Spule (NLGS) im freien Magnetisierungszustand

Die NLGS besteht aus zwei gleichen ferromagnetischen Kernen die je zwei Wicklungen : eine Arbeits- und eine Steuerungswicklung enthalten (Abb. 1). Die Arbeitswicklungen sind in Reihe additional gebunden und von einer sinusförmigen Spannungsquelle gespeist, während die Steuerungswicklungen in Reihe differential geschaltet sind und bei einer Gleichstromquelle angelegt.

Im freien Magnetisierungszustand (r_2 vernachlässigbar) verschwinden die geraden Stromharmonischen aus den Kernflüssen und erscheinen im Strom der durch den Steuerungskreis fließt. Also wird der Steuerungsnetzwerk außer den Gleichstrom (I_c) auch von den geraden Stromharmonischen, die hauptsätzlich die zweite Harmonische (i_2) enthalten, durchflossen.

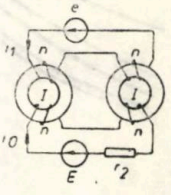


Abb. 1

Unter den Voraussetzungen aus der Arbeit [2] und mit der dort gezeigten Methode erlangt man zu den Gleichungen :

$$(1) \qquad i_1 = \frac{1}{2}(k_1 + 3k_3\Phi_0^2)(\Phi_I + \Phi_{II}) + \frac{k_3}{8}(\Phi_I + \Phi_{II})^3,$$

$$(2) \qquad I_c = \left(k_1 + \frac{3}{2}k_3\Phi_{1m}^2\right)\Phi_0 + k_3\Phi_0^3,$$

wobei Φ_I und Φ_{II} — die Augenblickswerte der Flüssen aus den Kernen I und II, k_1 und k_3 — die Annäherungskoeffizienten ($i = k_1\Phi + k_3\Phi^3$), Φ_0 — die Gleichflußkomponente, Φ_{1m} — die Amplitude des sinusförmigen Speisungsflußes, sind.

Für die Verallgemeinerung der Ergebnissen werden die Gleichungen (1) und (2) normiert, sodaß :

$$(3) \qquad x_1 = \frac{1}{2}(c_1 + 3c_3 y_0^2)(y_I + y_{II}) + \frac{c_3}{8}(y_I + y_{II})^3,$$

$$(4) \qquad x_0 = \left(c_1 + \frac{3}{2}c_3 Y_{1m}^2\right)y_0 + k_3 y_0^3,$$

wobei :

$$(5) \qquad x_1 = \frac{i_1}{I_s},\ y = \frac{\Phi}{\Phi_s},\ c_1 = \frac{k_1\Phi_s}{I_s},\ c_3 = \frac{k_3\Phi_s^3}{I_s},$$
$$x_0 = \frac{I_c}{I_s},\ Y_{1m} = \frac{\Phi_{1m}}{\Phi_s},\ y_0 = \frac{\Phi_0}{\Phi_s}$$

und Φ_s, I_s der Sättigungsfluß und der Sättigungsstrom der nichtgesteuerten Spule sind.

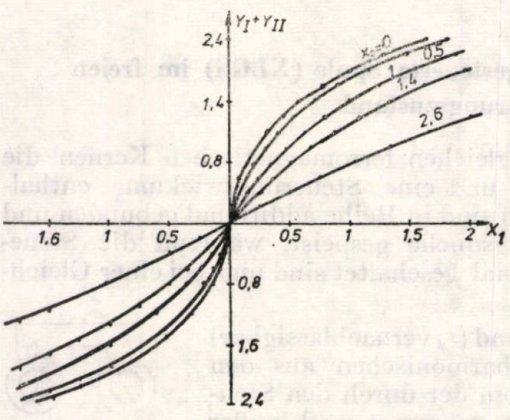


Abb. 2

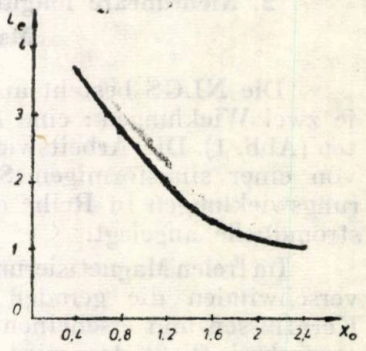


Abb. 3

Die Arbeitskennliniefamilie $x_1(y_I + y_{II})$ mit x_0 als Parameter, für den Fall $c_1 = 0{,}2$ und $c_3 = 0{,}8$ ist in Abb. 2 gezeigt. Aus Abb. 2 folgt, daß mit dem Wachsen des Steuerungsstroms die Kennlinie $x_1(y_I + y_{II})$ nur

die Sättigungsnichtlinearität präsentiert und daß sich die Kennlinie für große Steuerungsstromwerte linear in einem breiten Bereichen verhält. Im entschprechenden Bereich ist der Nichtlinearitätsterm der Gleichung (3) vernachlässigbar, die Spule verhält sich linear mit einer Induktivität:

$$L_e = \frac{2}{c_1 + 3c_3 y_0^2}, \tag{6}$$

die sich mit der Änderung des Steuerungsstroms ändert.

Die Änderung von L_e in Abhängigkeit von x_0 ist in Abb. 3 angegeben ($c_1 = 0,2$; $c_3 = 0,8$).

Ebenfalls in [2] wird theoretisch und erfahrungsmäßig gezeigt, daß sich mit dem Wachsen von I_c der Hysteresisbetrag verkleinert und daß für sehr große I_c-Werte er praktisch gleich Null wird.

Es folgt aus den weiter oben gezeigten, daß sich die NLGS im freien Magnetisierungszustand für große Steuerungsströme in einem ziemlich breiten Bereich als eine lineare steuerbare Induktivität verhält. Diese Eigenschaft macht sie für die Realisierung von elektrisch-steuerbare Filter geeignet.

3. Elektrisch-steuerbare Filter mit NLGS im freien Magnetisierungszustand

Es werden die elementäre Tiefpaß-, Hochpaß- und Bandpaßzellen zweitens Ordnungs aus den Abb. 4 *a*, 5 *a* und 6 *a* [3], die jede zu eine NLGS im freien Magnetisierungzustand enthalten, betrachtet.

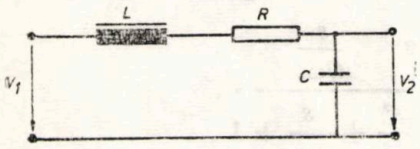


Abb. 4 *a*

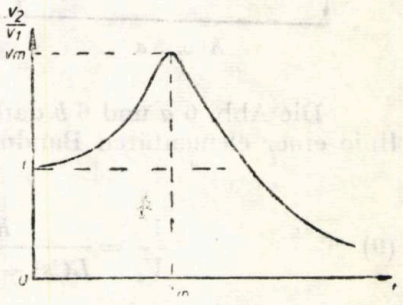


Abb. 4 *b*

Die Übertragungsfunktion der Tiefpaßzelle aus Abb. 4 *a* ist:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{1}{Q} \cdot \frac{s}{\omega_0} + 1}, \tag{7}$$

wobei $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ die Eigenfrequenz und $Q = L\omega_0/R$ der Qualitätsfaktor (Überspannungskoeffizient) ist. Die entschprechende Antwortskennlinie ist in Abb. 4 *b* für $Q \gg 1$ dargestellt. Die zwei wichtigen Größen dieser Kennlinie sind:

a) die maximale Spannung $V_m = |V_2/V_1|_m$; für $Q^2 \gg 1$ ist $V_m \approx Q$;
b) die Frequenz f_m bei welcher dieser Höchstwert stattfindet:

$$f_m \approx f_0, \quad Q^2 \gg 1.$$

Im Falle der Hochpaßzelle (Abb. 5 *a*) ist die Übertragungsfunktion:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}. \tag{8}$$

Die Antwortskennlinie aus Abb. 5 *b* zeigt die zwei wichtigen Parametern:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \approx f_m, \quad Q^2 \gg 1; \quad \left|\frac{V_2}{V_1}\right|_m = V_m \approx Q, \quad Q^2 \gg 1.$$

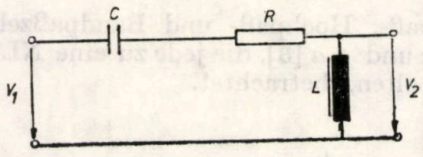


Abb. 5 *a*

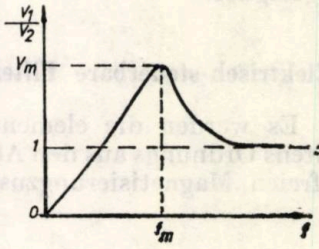


Abb. 5 *b*

Die Abb. 6 *a* und 6 *b* darstellen die Schaltung und die Antwortskennlinie einer elementären Bandpaßzelle mit der Übertragungsfunktion:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{RCs}{LCs^2 + RCs + 1} = \frac{\frac{s}{Q\omega_0}}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1}, \tag{9}$$

wobei wenn $Q^2 \gg 1$ folgt $V_m \approx Q, f_m \approx f_0$.

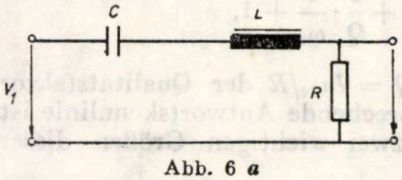


Abb. 6 *a*

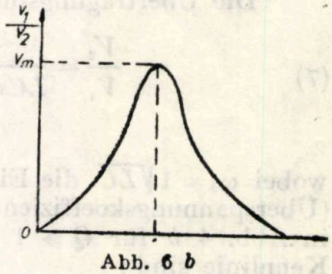


Abb. 6 *b*

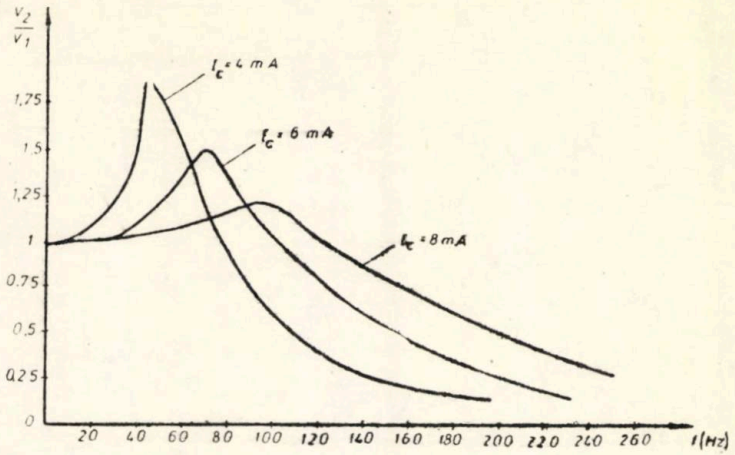


Abb. 7

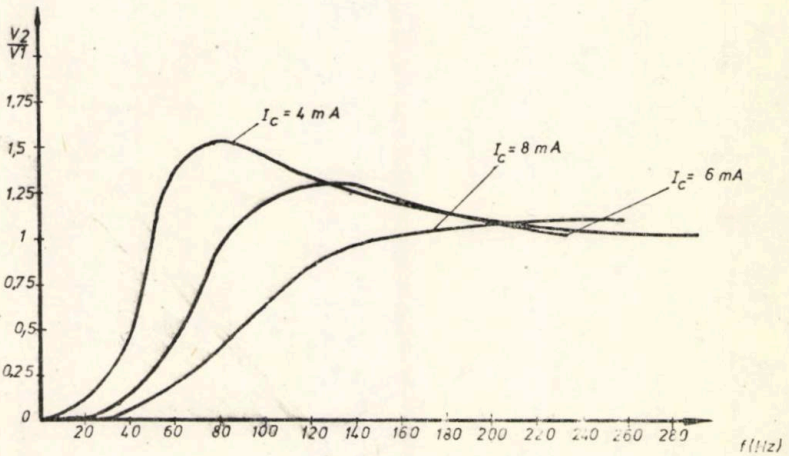


Abb. 8

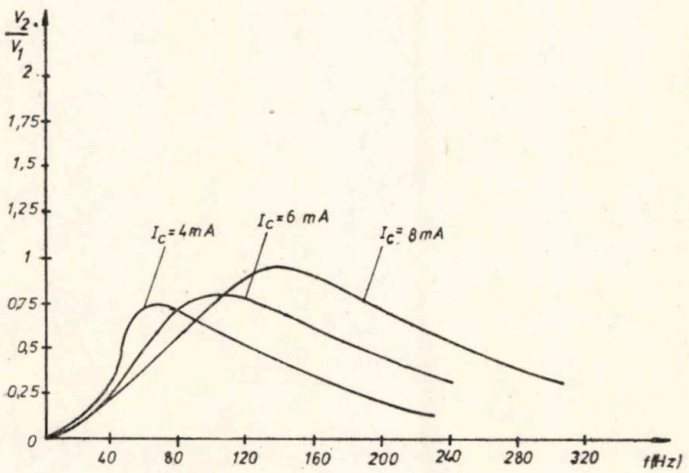


Abb. 9

Wegen der Anwesenheit der NLGS im freien Magnetisierungszustand, derer Induktivität, $L(I_c)$, vom Steuerungsstrom abhängig ist, kann man durch Änderung von I_c die wichtigen Filterparametern ändern.

Aus Abb. 3 folgt, daß mit dem Steuerungsstromwachsen die Induktivität der NLGS kleiner wird. So, hat das Wachsen des Steuerungsstroms die Vergrößerung von ω_0 und die Verkleinerung von Q als Folge. Im Falle der Tiefpaßzelle verkleinert sich die maximale Spannung V_m und vergrößert sich f_m mit dem Wachsen von I_c. Das führt zu einem breiteren Durchlaßbereichen des Tiefpaßes als Folge der Vergrößerung von I_c.

Wird jetzt die Hochpaßzelle berücksichtigt, dann stelt man fest,daß als Folge der I_c-Vergrößerung f_m wächst und der Sperrbereich verbreitet sich.

Bei einer Bandpaßzelle, weil f_m mit dem I_c-Wachsen auch wächst verschiebt sich der Durchlaßbereich zu größeren Frequenzen.

Aus diesen Betrachtungen stellt man fest, daß im Falle der Verwendung der NLGS im freien Magnetisierungszustand die elementäre Filterzellen aus Abb. 4 *a*, 5 *a* und 6 *a* zu elementäre elektrisch-steuerbare Filter führen, deren Sperrfrequenzen und Durchlaßbereichen durch den Spulensteuerungsstromwert wesentlich abhängig sind.

Übertragungsfunktionen von höherem Ordnung werden durch Kettenschaltungen von Filtern zweitens Ordnungs erhalten. Im Falle der Verwendung von elektrisch-steuerbaren Filterzellen zweitens Ordnungs kann man alle Steuerungswicklungen in Reihe schalten und von einer einzigen Quelle speisen. Die nötigen Durchflutungen jeder Filterzelle erhält man dann durch geeigneter Wicklungszahlenwahl jeder NLGS.

4. Erfahrungsmässige Ergebnisse

Für die erfahrungsmäßigen Versuche verwendete man eine gesteuerte Spule mit Kernen aus Ultraperm Z. Man realisierte die Schaltungen aus Abb. 4 *a* mit einer Kapazität von 2 μF und einem Widerstand von 500 Ω.

Die Antwortskennlinienfamilie, mit I_c als Parameter, ist in Abb. 7 gezeigt. Man bemerkt, daß mit dem Steuerungsstromwachsen von 4 bis 8 mA sich die Sperrfrequenz des realisierten Tiefpaßfilters von 55 Hz bis 160 Hz vergrößert. Offensichtlich hat das die Vergrößerung des Durchlaßbereiches mit 85 Hz als Folge.

Mit den selben Netzwerkelementen wurde die Schaltung aus Abb. 5 *a* realisiert. Abb. 8 zeigt die Familie der Antwortskennlinien ebenfalls mit I_c als Parameter. In diesem Falle beim I_c-Wachsen von 4 bis 8 mA vergrößert sich die Sperrfrequenz des Hochpaßfilters von 45 bis 135 Hz. Es folgt also eine Verkleinerung des Durchlaßbereiches mit 90 Hz.

Mit den weiter oben erwähnten Elementen hat man den Band aßfilter aus Abb. 6 *a* verwirklicht. Die entschprechende Antwortskennlinienfamilie ist in Abb. 9 dargestellt. Mit dem I_c-Wachsen von 4 bis 8 mA vergrößert sich die untere Sperrfrequenz von 60 bis 100 Hz und die obere Sperrfrequenz von 80 bis 200 Hz. Als Folge des Steuerungsstromwachsens wächst auch der Filterdurchlaßbereich von 20 Hz bis 100 Hz.

Aus den erfahrungsmäßigen Versuchen stellt man die elektrische Steuerungsmöglichkeit der elementären Filterzellen mittels des Steuerungsstroms der NLGS im freien Magnetisierungszustand fest.

Eingegangen am 11. Juni 1979

Technische Hochschule, Jassy, Lehrstuhl für Elektronik und Rechenanlagen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Mitra S. K., *Analysis and Synthesis of Linear Active Networks.* John Wiley, New York, 1969, 10.
2. Zitron N., Balan D., Nemescu M., *Verhalten der nichtlinearen longitudinal-gesteuerten Spule im freien Magnetisierungsvorgang.* First National Symposium on Nonlininear and Parametric Electrical Circuits, Jassy, December 22—23, 1977, 77—89.
3. Bildstein P., *Filtres Actifs.* Editions Radio, Paris, 1972, 96—103.

FILTRE COMANDABILE ELECTRIC CU BOBINĂ NELINIARĂ COMANDATĂ ÎN REGIM DE MAGNETIZARE LIBERĂ

(Rezumat)

Bobina neliniară comandată în regim de magnetizare liberă se comportă, începînd de la un anumit curent de comandă, ca o bobină liniară comandată de acest curent.

Se arată că introducînd o astfel de bobină în structura unor filtre de ordinul doi, mărimile caracteristice ale acestora pot fi comandate electric.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 531. 558.25

HYSTERESIS EFFECT ON FERRORESONANCE IN THE SERIES *RLC* CIRCUIT

BY

SAVEL MITREA

1. Introduction

The author showed in a paper published in 1974 that series ferroresonance can be investigated with satisfactory accuracy by using a piecewise-linear approximation of nonlinear hysteresisless magnetic characteristic [1]. In a recent paper [2] F e l d m a n and C a p p a - b i a n c a prove that the results obtained by using the piecewise-linear model of magnetic characteristic shown in Fig. 1 are in good agreement with experiment as far as ferroresonance is concerned.

The aim of this paper is to bring out the change in the computed input—output characteristic of series ferroresonance circuit when hysteresis is taken into account.

2. Steady - State Equations

The magnetic characteristic is shown in Fig. 1 and the schematic of series ferroresonance circuit, in Fig. 2. The piecewise-linear model enables us to represent the nonlinear reactor as a series connection of reactor N, having a net rectangular characteristic, and linear reactor L.

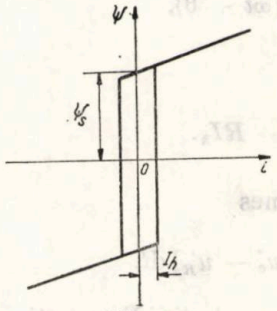


Fig. 1

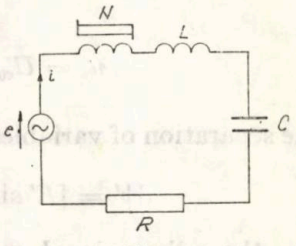


Fig. 2

Fig. 3 shows the waveforms of voltage across the capacitor C and current. In order to write the steady-state equations for symmetrical waveform it is enough to consider only a half-cycle of output signal. The

interval τ_n will be reffered to as nonconducting interval, although the magnetizing current is present. The interval τ_c will be reffered to as conducting interval since the current is much greater as compared to the magnetizing current, I_h. The applied voltage is $e = E' \sin(\omega t + \theta)$. The initia

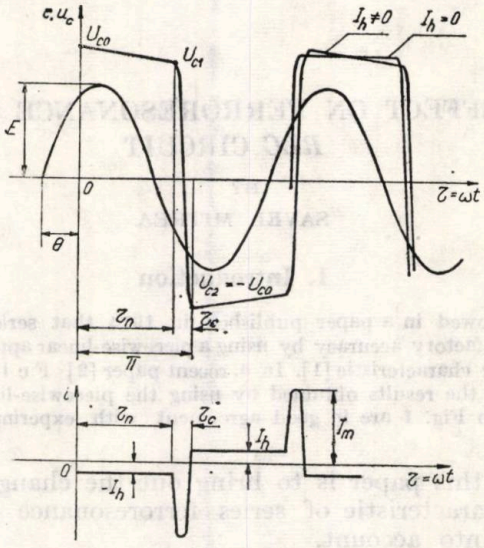


Fig. 3

flux linkage will be $+\psi_s$ and the initial voltage across the capacitor will be $U_{c0} > E'$. Consequently, as the time proceeds the circuit will be in nonconducting state until the flux linkage will become $-\Psi_s$. The equation describing the circuit is

$$\frac{d\psi'}{dt} + u_c' + u_R' = E' \sin(\omega t + \theta), \tag{1}$$

where :

$$u_c' = U_{c0}' - \frac{I_h t}{C}, \quad u_R' = -RI_h.$$

After the separation of variables Eq. (1) becomes

$$d\psi' = [E' \sin(\omega t + \theta) - u_c' - u_R'] dt. \tag{2}$$

By using the adimensional variable $\tau = \omega t$ and dividing both members of Eq. (2) by ψ_s we obtain the equation with normalized quantities

$$d\psi = [E \sin(\tau + \theta) - u_c - u_R] d\tau, \tag{3}$$

where :

$$d\psi = \frac{d\psi'}{\psi_s}, \quad E = \frac{E'}{\omega\psi_s'},$$

$$U_c = \left(U_{c0}' - \frac{\tau I_h}{\omega C}\right)\frac{1}{\omega\psi_s} = U_{c0} - \tau U_{ch}, \quad U_R = -\frac{RI_h}{\omega\psi_s}.$$

Integrating the left member between the limits + 1, − 1 and the right member between the limits 0, τ_n we get

$$E\,[\cos\theta - \cos(\tau_n + \theta)] - (U_{c0} + U_R)\tau_n + U_{ch}\frac{\tau_n^2}{2} = -2. \tag{4}$$

The circuit is described over the conducting interval τ_c by the equation

$$LC\frac{d^2u_c}{dt^2} + RC\frac{du_c}{dt} + u_c = E\sin(\omega t + \theta + \tau_n). \tag{5}$$

We assume that $R < 2\sqrt{L/C}$ and the natural frequency ω_0 is much greater than ω. Under these conditions the conducting interval τ_c is much shorter than the half period of applied voltage and we may consider it as constant with time and having the value $E\sin(\theta + \tau_n)$. The magnetizing current I_h is much smaller than the peak value I_m of the current i and we neglect it. With these simplifying assumptions the solution of Eq. (5) is

$$u_c = E\sin(\theta + \tau_n) + \frac{U_{c1} - E\sin(\theta + \tau_n)}{\sin\gamma}e^{-bt}\sin(\omega_0 t + \gamma), \tag{6}$$

where :

$$U_{c1} = U_{c0} - \tau_n U_{ch}, \quad b = \frac{R}{2L}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}, \quad \gamma = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_0}{b}\right).$$

The current flowing through the circuit in conducting state is

$$i = \frac{E\sin(\theta + \tau_n) - U_{c1}}{\sin\gamma}\sqrt{\frac{L}{C}}\,e^{-bt}\sin\omega_0 t. \tag{7}$$

One can see from (7) that the current i is zero at the beginning of conducting interval and again becomes zero at $\omega_0 t = \pi$.

By using the expression of logarithmic decrement of zero-input response, $\delta = 2\pi b/\omega_0$, and taking into account that the length of conducting interval corresponds to $\omega_0 t = \pi$, we get from (6) the voltage across the capacitor at the end of conducting interval

$$U_{c2} = (1 + e^{-\delta/2})E\sin(\tau_n + \theta) - (U_{c0} - U_{ch}\tau_n)e^{-\delta/2}. \tag{8}$$

Taking into account that $t = \tau_c/\omega$ and $\omega_0 t = \pi$, we get $\tau_c = \pi\omega/\omega_0$ which shows that if $\omega \ll \omega_0$ then $\tau_c \ll \tau_n$ and we may consider $\tau_n \approx \pi$. Also, in order to obtain a periodic output signal the condition $U_{c2} = -U_{c0}$ must be fulfilled.

By putting $\tau_n = \pi$ and $U_{c2} = -U_{c0}$ we get from (4) and (8) the steady-state equations

$$(9) \quad \begin{cases} 2E\cos\theta - \pi U_{c0} = -2 + \pi U_R - \dfrac{\pi^2 U_{ch}}{2}, \\ (1 + e^{-\delta/2})E\sin\theta - (1 - e^{-\delta/2})\,U_{c0} = \pi e^{-\delta/2}\,U_{ch}. \end{cases}$$

Eqs. (9) form a linear algebraic set where θ is taken as parameter and E, U_{c0} are unknown quantities.

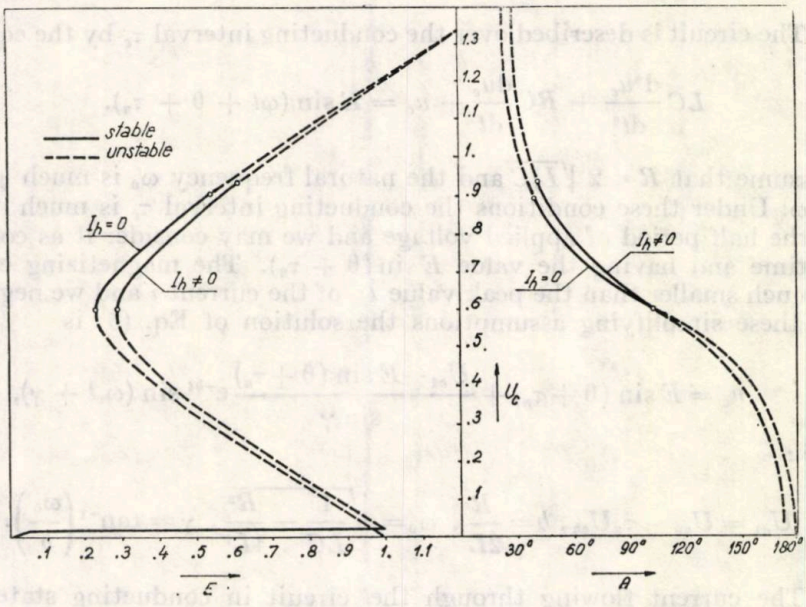


Fig. 4

The curves plotted in Fig. 4 correspond to $U_R = 0.00127$, $U_{ch} = 0.039$, $\delta = 1.6$. The voltage U_c represents the average between U_{c0} and U_{c1}. In order to bring out the effect of hysteresis on input—output characteristic the curves corresponding to $I_h = 0$ are plotted as well. The presence of hysteresis determines a displacement of input—output characteristic similar to that caused by an increase in δ in a circuit where hysteresis is absent.

The hysteresis effect on the waveform of output signal is shown in Fig. 3. If $I_h = 0$ the voltage across the capacitor is constant during the nonconducting interval τ_n whereas $I_h \neq 0$ causes the voltage to slope down.

Eqs. (9) describe the actual behaviour of circuit as long as, for $\theta < \pi/2$, the condition $U_{c0} - \tau\,U_{ch} > E\sin(\tau + \theta)$ is fulfilled for any $\tau \in (0, \tau_n)$. The sense of the above inequation reverses as the applied voltage increases beyond a certain limit and the waveform of output signal becomes as shown

in Fig. 5. The number of equations increases and calculations are more difficult. The validity limits of Eqs. (9) for the curves plotted in Fig. 4 are $E = U_c = 1.6$ and $\theta = 24°$.

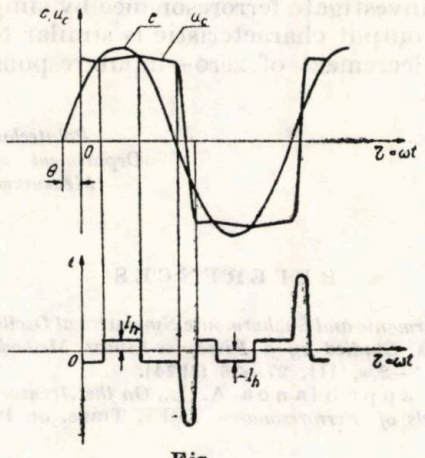


Fig.

3. Stability

In order to determine the stability of equilibrium state described by Eqs. (9) we assume that an infinitesimal amount of energy is injected from outside into the electric field of capacitor. As a consequence the voltage U_{c0} will change by dU_{c0}. The steady-state output signal is stable if the perturbed output signal returns to the previous equilibrium state as the time proceeds. A satisfactory evaluation of stability is obtained if the output signal is followed along a half cycle. If the condition

$$\left|\frac{dU_{c2}}{dU_{c0}}\right| < 1 \tag{10}$$

is satisfied the output signal is stable.

To this purpose we differentiate (4) and (8) with respect to U_{c0}, taking into account that only the quantities U_{c0}, τ_n, U_{c1}, U_{c2} change due to the perturbation dU_{c0}. Since the perturbation occurs in the vicinity of equilibrium state we substitute the periodicity conditions $\tau_n = \pi$, $U_{c2} = -U_{c0}$ and finally obtain the equations :

$$\begin{cases} (-E\sin\theta - U_R - U_{c0} + \pi U_{ch})\dfrac{d\tau_n}{dU_{c0}} = \pi, \\ \\ [-(1+e^{-\delta/2})E\cos\theta + U_{ch}e^{-\delta/2}]\dfrac{d\tau_n}{dU_{c0}} - e^{-\delta/2} = \dfrac{dU_{c2}}{dU_{c0}}, \end{cases} \tag{11}$$

where U_{ch}, U_R, δ are known quantities and E, U_{c0} are determined from (9) for a given initial phase θ. Stable regions are drawn in full line in Fig. 4. One can see that hysteresis causes an extension of stable region. A better evaluation of stability is obtained if a full cycle of output signal is considered.

5. Conclusions

Piecewise—linear modelling of magnetic characteristic with hysteresis enables us to investigate ferroresonance by simple means. Hysteresis effect on the input—output characteristic is similar to the effect of an increased logarithmic decrement of zero—input response of the linear part of the series circuit.

Received, July 5, 1979

Polytechnic Institute of Jassy,
Department of Electrical Engineering,
Measurements and Machines

REFERENCES

1. Mitrea S., *Basic Harmonic and Subharmonic Symmetrical Oscillations in Series Ferroresonance Circuits Studied by a Piecewise-Linear Method.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XX(XXIV), *1—2*, s. III, 27—36 (1974).
2. Feldman J. M., Cappabianca A. L., *On the Accuracy and Utility of Piecewise-Linear Models of Ferroresonance.* IEEE Trans. on PAS, PAS-97, *2*, 469—477 (1978).

INFLUENŢA FENOMENULUI DE HISTEREZIS ASUPRA FERREZONATEI IN CIRCUITUL *RLC* SERIE

(Rezumat)

Utilizînd liniarizarea pe porţiuni a caracteristicii magnetice cu histerezis se deduc ecuaţiile de regim permanent pe baza cunoaşterii formei de undă a semnalului de ieşire în circuitul ferorezonant serie. Se constată că fenomenul de histerezis magnetic determină o deplasare a caracteristicii intrare—ieşire asemănătoare cu cea provocată de creşterea decrementului logaritmic al oscilaţiei libere a părţii liniare a circuitului. De asemenea, plaja de stabilitate creşte.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 531.558.25

ASUPRA CIRCUITULUI *RLC* FEROREZONANT, NELINIAR ȘI PARAMETRIC

DE

MIRCEA V. NEMESCU

1. Introducere

Se consideră un circuit *RLC* neliniar și parametric (fig. 1), alimentat cu tensiunea $u = \sqrt{2}\,U \sin \omega t$ și în care inductorul parametric este astfel ales, încît variația lui are loc numai în domeniul liniar. Caracteristica $\psi(i)$ a ansamblului celor două inductoare, cu neglijarea fenomenului de histerezis, are aspectul din fig. 2, unde curba *1* corespunde valorii minime a inductanței inductorului parametric iar curba *2* valorii maxime a acesteia. Cele două inductoare, legate în serie, pot fi considerate ca un singur inductor neliniar și parametric, a cărui caracteristică variază în timp între cele două curbe, *1* și *2*. Cu această observație schema echivalentă a circuitului devine cea din fig. 3, în care R este rezistența echivalentă a circuitului, considerată

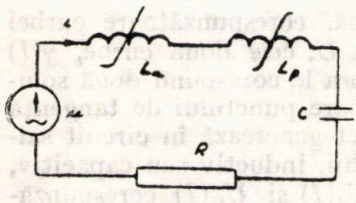


Fig. 1

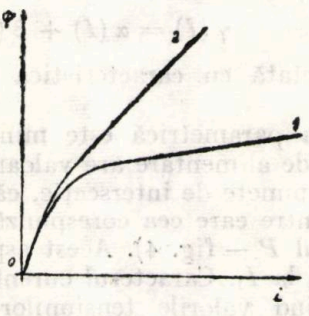


Fig. 2

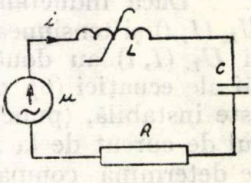


Fig. 3

constantă. Admițînd inductorul ca fiind inerțial, pentru circuitul din fig. 3, se poate scrie relația

(1) $$\underline{U} = \underline{U}_L + \underline{U}_C + \underline{U}_R .$$

2. Considerații teoretice

Pentru a pune în evidență regimurile de funcționare ale circuitului, se va aplica următoarea metodă grafo-analitică de analiză, bazată pe redistribuirea dinamică a tensiunii. În valori efective relația (1) poate fi scrisă

$$U^2 = [U_L(I,t) - U_C(I)]^2 + U_R^2, \tag{2}$$

sau ținînd seama că $U_C = I/\omega C$ iar $U_R = RI$, relația (2) poate fi pusă sub forma

$$U_L(I,t) = \pm\sqrt{U^2 - (RI)^2} + \frac{I}{\omega C}. \tag{3}$$

Introducînd notațiile

$$\alpha(I) = \pm\sqrt{U^2 - (RI)^2} \quad \text{și} \quad \beta(I) = \frac{I}{\omega C} \tag{4, 5}$$

relația (3) devine

$$U_L(I,t) = \alpha(I) + \beta(I). \tag{6}$$

Ecuația (6) permite determinarea valorii curentului din circuit la un moment dat, cît și a caracterului acestuia. Aceasta se realizează prin reprezentarea în planul (U, I) a celor doi membri ai relației (6), soluția corespunzînd punctului de intersecție a celor două curbe. Relația (4) poate fi scrisă sub forma

$$\frac{\alpha^2}{U^2} + \frac{I^2}{(U/R)^2} = 1, \tag{7}$$

care reprezintă elipsa trasată punctat (fig. 4). Prin însumarea acesteia cu $\beta(I)$ se obține elipsa înclinată

$$\gamma(I) = \alpha(I) + \beta(I) \tag{8}$$

(fig. 4), care intersectată cu caracteristica $U_L(I,t)$ furnizează soluția ecuației.

Dacă inductanța parametrică este minimă, corespunzătoare curbei $U_{L_0}(I,t)$ și tensiunea de alimentare are valoarea U, cele două curbe, $\gamma(I)$ și $U_{L_0}(I,t)$ au două puncte de intersecție, cărora le corespund două soluții ale ecuației (6), dintre care cea corespunzătoare punctului de tangență este instabilă, (punctul P — fig. 4). Acest aspect generează în circuit saltul de curent de la I_0 la I_1. Caracterul curentului, inductiv sau capacitiv, se determină comparînd valorile tensiunilor $U_L(I)$ și $U_C(I)$ corespunzătoare curentului respectiv. Astfel, pentru curentul I_0, $U_{L_0} > U_{C_0}$, caracterul curentului fiind inductiv, iar pentru valoarea I_1 a curentului, $U_{C_1} > U_{L1}$, caracterul acestuia fiind capacitiv. Se observă că după producerea saltului ferorezonant, reactanța inductivă a circuitului este mai mică decît reactanța capacitivă, astfel încît o parte din aceasta rămîne necompensată, amplitudinea curentului este limitată de rezistența echivalentă a circuitu-

lui cît și de reactanța capacitivă necompensată, caracterul curentului fiind capacitiv.

Menținînd tensiunea constantă și egală cu U, se crește inductanța inductorului parametric. Prin aceasta, reactanța inductivă crește, poziția în planul (U, I) a caracteristicii $U_L(I, t)$ schimbîndu-se, ea devenind acum $U_{L_1}(I, t)$ și intersectînd curba $\gamma(I)$ în trei puncte. Soluțiile corespunzătoare punctelor M_1 și N_1 sînt stabile, cea corespunzătoare punctului P_1 instabilă. Creșterea reactanței inductive are drept efect compensarea unei fracțiuni a reactanței capacitive, curentul crescînd la valoarea I_2 (fig. 4). Are loc astfel o redistribuire dinamică a tensiunii între elementele reactive ale circuitului, încît $U_{C_2} - U_{L_2} < U_{C_1} - U_{L_1}$, ducînd la micșorarea caracterului capacitiv al curentului. Dacă inductanța inductorului parametric este astfel încît caracteristica $U_L(I, t)$ trece prin punctul N_2, curentul din circuit capătă valoarea maximă $I_{max} = U/R$, cele două reactanțe, inductivă și capacitivă, compensîndu-se. Din acest moment orice creștere a inductanței inductorului parametric impune ca reactanța inductivă să devină mai mare decît cea capacitivă, ducînd la o micșorare a curentului, caracterul acestuia schimbîndu-se și devenind inductiv.

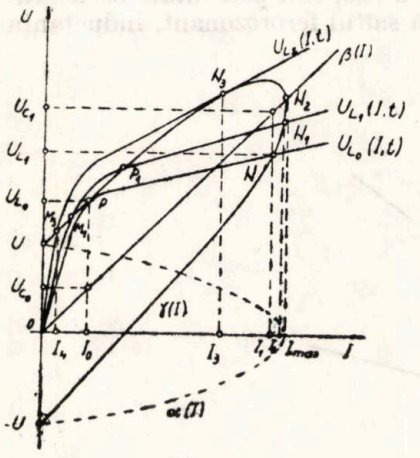


Fig. 4

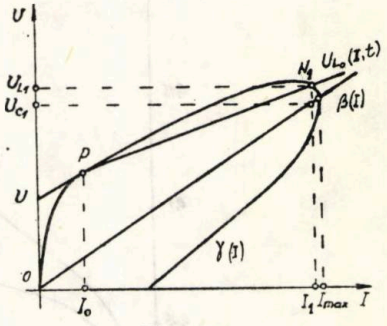


Fig. 5

Pentru o nouă creștere a inductanței inductorului parametric se ajunge în situația în care caracteristica $U_{L_2}(I, t)$ devine tangentă în partea superioară a elipsei $\gamma(I)$ (punctul N_3) avînd loc saltul de curent înapoi de la I_3 la I_4 (fig. 4), caracterul curentului fiind puternic inductiv. Dacă din această situație inductanța inductorului parametric începe să se micșoreze, caracteristica $U_L(I, t)$ coboară apropiindu-se de situația inițială, $U_{L_0}(I, t)$, după care procesul se repetă.

Din cele expuse mai sus rezultă că la variația inductanței inductorului parametric în circuit are loc o redistribuire dinamică a tensiunilor, ceea ce duce la variația amplitudinii și a defazajului curentului din circuit. Trebuie de remarcat că după producerea saltului ferorezonant, curentul din circuit va avea un caracter dat de valorile celor două reactanțe care determină repartiția tensiunii pe elementele reactive, cît și de valoarea rezisten-

ței circuitului. Cum pentru o anumită pereche de inductoare neliniare și parametrice dată caracteristica $U_{L_0}(I, t)$ are o poziție fixă în plan, schimbarea punctului de intersecție dintre curbele $U_{L_0}(I, t)$ și $\gamma(I)$ poate fi realizată prin modificarea valorii capacității condensatorului sau/și a rezistenței circuitului. Astfel, prin mărirea capacității condensatorului sau/și a rezistenței circuitului fiind posibil să se ajungă în situația în care punctul de intersecție dintre curbele $U_{L_0}(I, t)$ și $\gamma(I)$ să fie situat deasupra dreptei $\beta(I)$ (fig. 5). Se observă că în această situație $U_{L_1} > U_{C_1}$, ceea ce determină caracterul inductiv al curentului. Rezultă deci că este posibil să se obțină salturi ferorezonante fără schimbarea caracterului curentului. Comportarea circuitului la variația ulterioară a inductorului parametric este similară cazului expus anterior.

3. Rezultate experimentale

Încercările experimentale au fost efectuate pe un circuit *RLC* neliniar și parametric pentru care caracteristica $\psi(i)$ a ansamblului celor două inductoare are aspectul din fig. 6. În fig. 7, *a* și *b*, sînt prezentate oscilogramele curentului și tensiunii, înainte și după saltul ferorezonant, inductanța

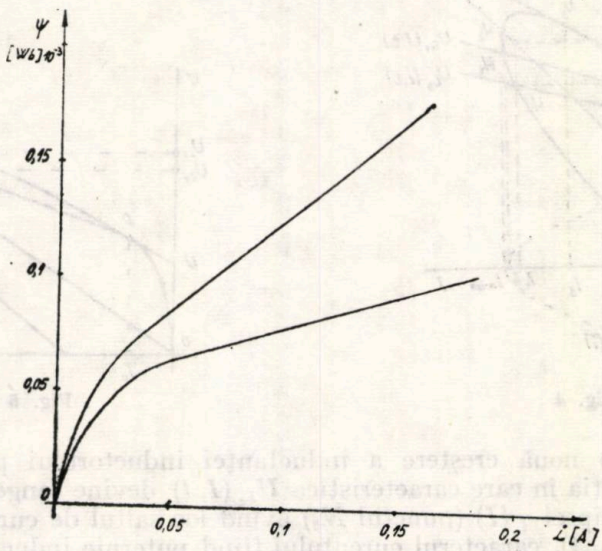
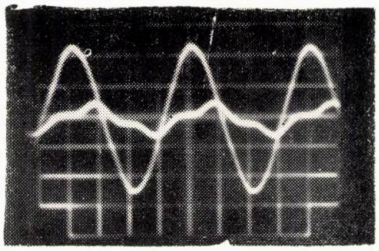


Fig. 6

parametrică fiind minimă ($U = 8{,}4$ V, $C = 8$ μF, $I_0 = 15$ mA și $I_1 = 56$ mA). Prin micșorarea întrefierului inductorului parametric, are loc creșterea reactanței inductive, micșorarea caracterului capacitiv al curentului și creșterea amplitudinii acestuia, astfel încît curentul capătă valoarea maximă $I_{max} = 74$ mA, fiind în fază cu tensiunea (fig. 8). O creștere ulterioară a inductanței conduce la micșorarea curentului și la schimbarea caracterului său, acesta devenind acum inductiv. În fig. 9 și 10 sînt prezentate oscilo-

a



b

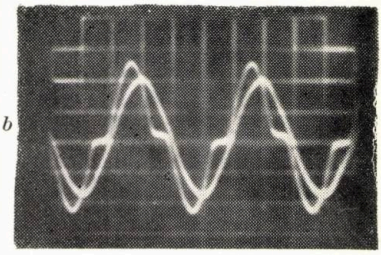


Fig. 7

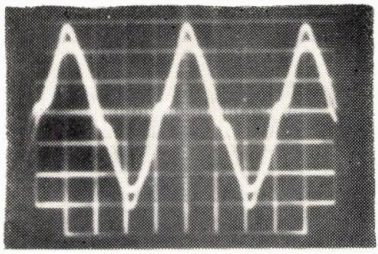


Fig. 8

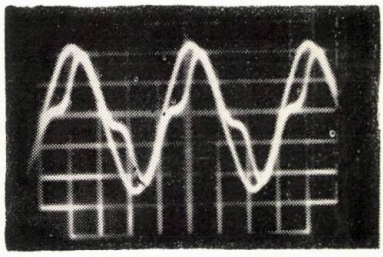


Fig. 9

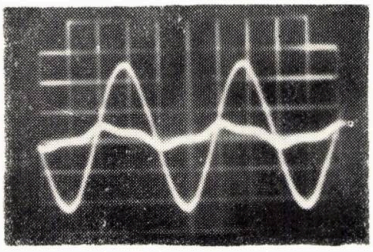


Fig. 10

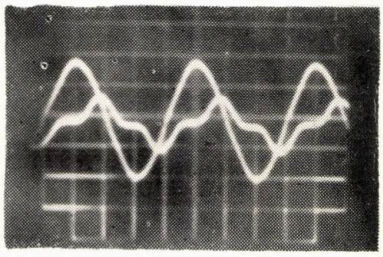


Fig. 11

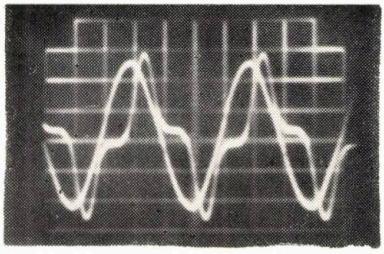


Fig. 12

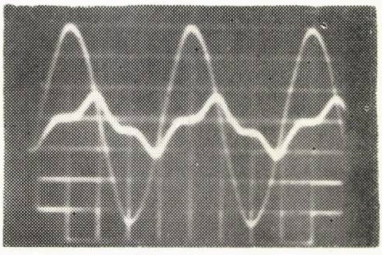


Fig. 13

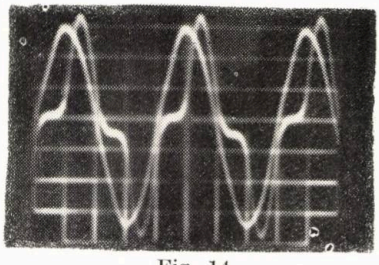


Fig. 14

gramele înainte şi după saltul de curent înapoi, observîndu-se caracterul inductiv al curentului. Prin creşterea capacităţii condensatorului din circuit la $C = 29\frac{m}{s}\mu F$, saltul ferorezonant înainte, pentru valoarea minimă a inductanţei, are loc la tensiunea $U = 13{,}1$ V, amplitudinea curentului fiind $I = 234$ mA, caracterul său rămînînd inductiv. În fig. 11 şi 12 sînt prezentate oscilogramele tensiunii şi curentului înainte şi după saltul ferorezonant. Dacă se introduce în circuit o rezistenţă adiţională $R = 45\,\Omega$, pentru $C = 18\ \mu F$, saltul ferorezonant înainte are loc la tensiunea $U = 14{,}8$ V, curentul după salt fiind $I = 72$ mA, caracterul acestuia rămînînd inductiv. Oscilogramele curentului şi tensiunii înainte şi după saltul ferorezonant sînt reprezentate în fig. 13 şi 14.

4. Concluzii

Este studiat circuitul *RLC* ferorezonant, neliniar şi parametric, la variaţia inductorului parametric, punîndu-se în evidenţă regimurile de funcţionare, prin aplicarea unei metode grafo-analitice. Se remarcă faptul că pentru o pereche de inductoare date, după producerea saltului ferorezonant, curentul în circuit va avea un caracter determinat de valorile capacităţii condensatorului şi rezistenţei circuitului. Pentru anumite valori ale acestora se pot obţine salturi ferorezonante fără schimbarea caracterului curentului, acesta menţinîndu-şi caracterul inductiv. La variaţia inductorului parametric după producerea saltului ferorezonant, curentul din circuit îşi modifică atît amplitudinea cît şi faza, saltul înapoi avînd loc totdeauna cînd curentul are caracter inductiv. Rezultatele experimentale, ilustrate prin oscilograme, confirmă întru totul consideraţiile teoretice.

Primită la 12 februarie 1979

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizările energiei electrice şi automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice.* Ed. Tehn., Buc 1973.
2. Hayashi C., *Nonlinear Oscillations in Physical Systems.* McGraw-Hill Book Co., New-York, 1964.
3. Marinescu M., Vazaca Cr., *Despre circuite electromecanice neliniare, instabile.* Bul. şt. Acad. R.P.R., A, *6*, 1—10 (1949).
4. Nemescu M., *Regimul permanent al circuitului RLC neliniar şi parametric, alimentat cu tensiune sinusoidală.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXIV (XXVIII), *1—2*, s. I, 15—20 (1978).
5. Philippow E., *Nichtlineare Elektrotehnick.* Akad. Verlages. Geest u. Portig, Leipzig, 1971.
6. Rouelle E., *Contributions à l'étude expérimentale de la ferrorésonance.* RGÉ, 36, 715—738, 763—780, 841—858 (1934).

ÜBER DEN NICHTLINEAREN, PARAMETRISCHEN *RLC* RESONANZKREIS

(Zusammenfassung)

Es wird einen nichtlinearen, parametrischen, reihegehoppelten Resonanzkreis bei der Felderregeränderung mittels einer grapho-analytischen Methode studiert. Dadurch wird ersichtlich daß der Charakter des Stromes nach dem Resonanzsprung für ein gegebenes Felderregerpaar durch die Kapazität und den Widerstand des Kreises bestimmt wird. Es ist möglich Resonanzs prünge zu realisieren ohne Charakterwechselung des Stromes, der nach dem Resonanzsprung induktiv bleibt.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 531.558.25 ; 621.3.014.8

LES COURBES DE RÉSONANCE DANS LE CAS DES CIRCUITS DÉCRITS PAR DES ÉQUATIONS INTÉGRALES NONLINÉAIRES ET PARAMÉTRIQUES

PAR

ADRIAN BARABOI

1. Soit les circuits ferrorésonants ayant les schémas électriques représentés graphiquement dans la fig. 1, chacun contenant un condensateur réel de capacité C, considéré linéaire, une bobine nonlinéaire à noyau magnétisé orthogonalement, BNNMO et une résistance r, équivalente à la dissipation.

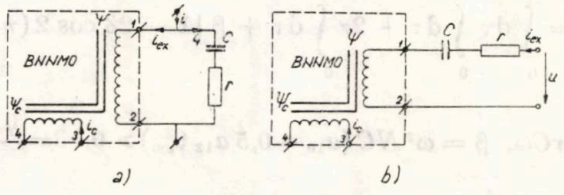


Fig. 1

On considère comme signaux d'entrée le courant $i\,(t)$, respectivement la tension $u\,(t)$, ayant pour expressions :

$$i\,(t) = I_m \cos \omega t,\ u\,(t) = U_m \cos \omega t \tag{1}$$

et comme signaux de sortie, les forces magnétomotrices produites par les enroulements d'excitation *1-2* des BNNMO.

On peut montrer, si l'on accepte l'hypothèse de l'utilisation des noyaux ferromagnétiques homogènes et isotropes, que la caractéristique $\Psi(\theta, \theta_c)$ de la BNNMO est approximable analytiquement par une fonction de la forme :

$$\psi\,(\theta, \theta_c) = a_{10}\,\theta - a_{30}\,\theta^3 - a_{12}\,\theta\theta_c^2, \tag{2}$$

où ψ représente le flux magnétique d'exicitation, θ — la force magnétomotrice d'excitation, θ_c — la force magnétomotrice de commande, a_{10}, a_{20}, a_{12} — des constantes positives qui dépendent des coefficients de l'ex-

pression de la caractéristique fondamentale d'aimantation $B(H)$, des dimensions du noyau ferromagnétique et des nombres de spires des enroulements *1-2*, *3-4*.

Si la force magnétomotrice de commande est de la forme :

$$\theta_c(t) = \theta_{cm} \cos(\Omega t + \varphi), \tag{3}$$

pour la fonction de l'approximation (2) on obtient l'expression :

$$\psi(\theta, \theta_c, t) = [a_{10} - 0{,}5\, a_{12}\theta_{cm}^2 - 0{,}5\, a_{12}\theta_{cm}^2 \cos 2(\Omega t + \varphi)]\,\theta - a_{30}\theta^3. \tag{4}$$

Au circuit ferrorésonant dont le schéma électrique est représenté graphiquement dans la fig. 1 *a*, on peut s'attacher le système :

$$i = i_1 + \frac{\theta}{N}, \qquad \frac{d\psi}{dt} = ri_1 + \frac{1}{C}\int_0^t i_1\, dt, \tag{5}$$

où N est le nombre de spires de l'enroulement d'excitation *1-2* de la BNNMO. Par l'élimination de l'inconnue i_1 entre les équations du système (5), compte tenu de (1_1) et (4), on obtient l'équation :

$$F(J)\, y(\tau) - \varepsilon\, y^3(\tau) = k_1 \sin(\tau - \varphi_1), \tag{6}$$

où $F(J)$ représente un opérateur intégral linéaire ayant la forme :

$$F(J) = \int_0^{\frac{\tau}{\omega}} d\tau \int_0^{\frac{\tau}{\omega}} d\tau + 2\alpha \int_0^{\frac{\tau}{\omega}} d\tau + \beta\,[1 - 2\delta \cos 2(\eta\,\tau + \varphi)] \tag{7}$$

et :

$$\left\{\begin{array}{l} 2\alpha = rC\omega,\ \beta = \omega^2 NC(a_{10} - 0{,}5\, a_{12}\theta_{cm}^2) > 0,\ \delta = \dfrac{0{,}25\, a_{12} NC\omega^2\theta_{cm}^2}{\beta}, \\ \eta = \dfrac{\Omega}{\omega},\quad \tau = \omega t,\quad y = \dfrac{\theta}{\theta_0},\quad \varepsilon = \omega^2 a_{30} NC\theta_0^2, \\ k_1 = \dfrac{NI_m\sqrt{1 + \omega^2 r^2 C^2}}{\theta_0},\quad \operatorname{tg}\varphi_1 = \dfrac{1}{\omega rC}, \end{array}\right. \tag{8}$$

θ_0 étant une valeur de répère de la force magnétomotrice θ.

D'une façon analogue, pour le circuit représenté graphiquement dans la fig. 1 *b*, on établit l'équation :

$$F(J)\, y(\tau) - \varepsilon\, y^3(\tau) = k_2 \sin\tau, \tag{9}$$

où :

$$k_2 = \frac{\omega NCU_m}{\theta_0}. \tag{10}$$

On constante que l'équation (9) résulte formellement de (6), par l'annulation de la phase initiale φ_1 et la substitution de l'amplitude normée k_1 par k_2.

2. Pour la détermination des solutions périodiques de régime forcé de l'équation intégrale nonlinéaire et paramétrique (6), si l'on accepte l'hypothèse de la résonance fondamentale ($\beta \approx 1$), on utilise la méthode de la convolution complexe [2], compte tenu, en même temps, des résultats obtenus dans [4].

L'équation intégrale de convolution, obtenue par l'application de la transformation de Laplace à (6), a l'expression :

$$Y(p) = \frac{k_1 \mathcal{L} \sin(\tau - \varphi_1)}{1/p^2 + 2\alpha/p + \beta} + \frac{2\delta\beta \mathcal{L}[y(\tau)\cos 2(\eta\tau + \varphi)]}{1/p^2 + 2\alpha/p + \beta} + \tag{11}$$
$$+ \frac{\varepsilon \mathcal{L} y^3(\tau)}{1/p^2 + 2\alpha/p + \beta}.$$

Si l'on utilise une fonction génératrice de la forme :

$$y_0(\tau) = B_1 \sin(\tau - \gamma_1), \tag{12}$$

ayant parcouru deux pas du procédé itératif préconisé par la méthode de la convolution complexe, la condition concernant la périodicité de la solution de régime forçé de l'équation (6) conduit, dans l'hypothèse du circuit conservatif ($2\alpha = 0$), au système :

$$E \equiv B_1^3 + \mu_1 B_1 \pm \mu_{10} = 0, \quad \gamma_1 = \pm\frac{\pi}{2}, \tag{13}$$

où :

$$\left\{\begin{array}{l} \mu_1 = \dfrac{1}{0{,}75\,h}\left[\dfrac{1}{\omega^2} - \dfrac{1}{\omega_R^2} + 2\lambda + \dfrac{\lambda\omega_R^2(\omega + 2\Omega)^2}{(2\Omega + \omega)^2(1 - 2\lambda\omega_R^2) - \omega_R^2} + \right. \\ \left. + \dfrac{\lambda\omega_R^2(\omega - 2\Omega)^2}{(\omega - 2\Omega)^2(1 - 2\lambda\omega_R^2) - \omega_R^2}\right], \quad \mu_{10} = \dfrac{I_m}{0{,}75\ a_{30}\,\omega^2 C\theta_0^3}, \\ h = a_{30}\theta_0^2 NC, \qquad \dfrac{1}{\omega_R^2} = a_{10}NC, \quad \lambda = 0{,}25\ a_{12}\,NC\theta_{cm}^2. \end{array}\right. \tag{14}$$

3. Les courbes de résonance, ayant la forme $|B_1| = f(\omega)$, résultent par l'analyse de l'équation (13_1). Dans ce but on détermine les expressions des asymptotes (C_s), respectivement du lieu géométrique (L_v), des points où les courbes de résonance admettent des tangentes verticales ; ainsi, en imposant la condition [1] :

$$I_m = 0, \tag{15}$$

qui, compte tenu de (14_2), implique :

$$\mu_{10} = 0, \tag{16}$$

l'expression des asymptotes (C_s), résultée de l'équation (13_1), a la forme :

$$|B_1| = \sqrt{-\mu_1(\omega)}. \tag{17}$$

Pour obtenir le lieu géométrique (L_v), on impose à l'équation (13_1) la condition :

$$\frac{dB_1}{d\omega} = -\frac{\dfrac{\partial E}{\partial \omega}}{\dfrac{\partial E}{\partial B_1}} = \infty, \tag{18}$$

qui conduit à la suivante expression analytique de celui-ci :

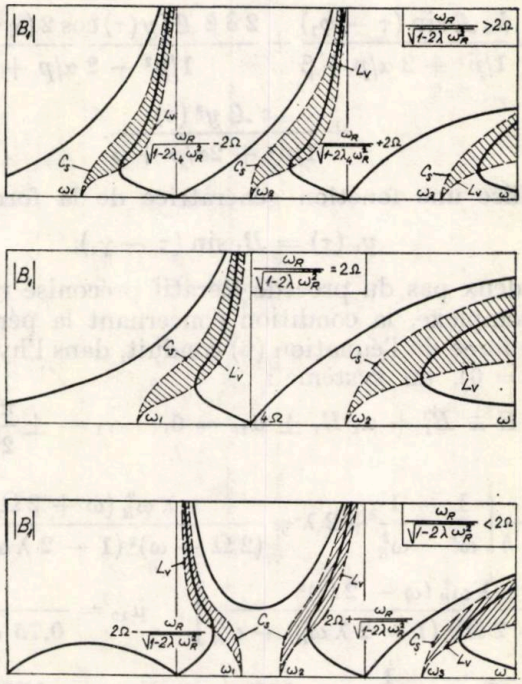


Fig. 2

$$|B_1| = \sqrt{-\frac{\mu_1(\omega)}{3}}, \tag{19}$$

la fonction $\mu_1(\omega)$ étant donnée par la relation (14_1).

Dans la fig. 2 sont représentées graphiquement les courbes de résonance obtenues pour diverses relations entre les paramètres ω_R, Ω et λ. On met en évidence, de cette manière, des domaines multiples de l'instabilité du signal de sortie en régime forçé (les zones hachurées) ; le passage d'un domaine stable à un autre a lieu par des sauts de l'amplitude $|B_1|$ du signal de sortie, comme conséquence du déplacement du point de fonctionnement à travers les domaines d'instabilité.

Les valeurs de ω_1, ω_2, ω_3, (fig. 2), résultent comme solutions de l'équation :

$$\mu_1(\omega) = 0, \tag{20}$$

$\mu_1(\omega)$ ayant l'expression (14_1).

Conclusions

1. On montre que les circuits ferrorésonants ayant les schémas électriques représentés graphiquement dans la fig. 1 sont décrits par des équations intégrales nonlinéaires et paramétriques de la forme (6), (9).

2. On détermine, par l'utilisation de la méthode de la convolution complexe, l'équation (13_1), qui permet l'analyse de l'oscillation fondamentale du signal de sortie en régime forcé, dans l'hypothèse que les circuits fonctionnent à la résonance fondamentale ($\beta \approx 1$).

3. On établit l'allure des courbes de résonance, $| B_1 | = f(\omega)$, mettant en évidence, de cette manière, des domaines multiples de l'instabilite de l'oscillation fondamentale du signal de sortie en régime forcé ; on constate par cette voie, un comportement calitatif analogue à celui des circuits décrits par de équations différentielles nonlinéaires et paramétriques, du second ordre [3].

Reçue le 30 mars 1979

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice.* Ed. Tehn., Buc. 1973.
2. Stănciulescu Fl., *Analiza şi simularea sistemelor neliniare.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1974.
3. Baraboi A., *Discontinuités de l'amplitude du signal de sortie, en régime forcé, dues à la variation des fréquences, dans les circuits ferrorésonants ayant une bobine nonlinéaire à noyau magnétisé orthogonalement.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXIII (XXVII), *3—4*, s. III, 31 (1977).
4. Baraboi A., *L'utilisation de la méthode de la convolution complexe pour la détermination des solutions périodiques de régime forcé, des équations différentielles nonlinéaires du second ordre, dans le cas de la résonance.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXIV (XXVIII), *3—4*, s. III, 29 (1978).

CURBELE DE REZONANŢĂ ÎN CAZUL CIRCUITELOR DESCRISE DE ECUAŢII, INTEGRALE NELINIARE ŞI PARAMETRICE

(Rezumat)

Se arată că un anumit tip de circuite oscilante, conţinînd o bobină neliniară avînd miezul magnetizat pe direcţii ortogonale, sînt descrise de ecuaţii integrale neliniare şi parametrice. Stabilindu-se aceste ecuaţii se determină expresia analitică a curbelor de rezonanţă, în ipoteza acordului pe pulsaţia semnalului de excitaţie, considerat sinusoidal.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.317.373 ; 621.317. 372

METODĂ ȘI APARATE PENTRU MĂSURAREA DIRECTĂ A DEFAZAJELOR ȘI A FACTORULUI DE PUTERE

DE

ADRIAN CREȚU

1. Introducere

Dezavantajele relativ importante ale fazmetrelor și cosfimetrelor electrodinamice și ferodinamice logometrice (preț de cost ridicat, domenii înguste de variație a tensiunii, curentului și frecvenței de lucru, consum propriu ridicat etc.), au impus conceperea a numeroase tipuri de fazmetre și cosfimetre electronice, analogice sau numerice [3] ... [5] etc. Diversitatea mare a schemelor acestor aparate face practic imposibilă prezentarea avantajelor și, mai ales, a neajunsurilor specifice fiecăruia dintre ele. Dintre dezavantajele mai importante, comune fazmetrelor electronice existente, sînt de reținut : majoritatea au scheme relativ complicate și preț de cost ridicat, adesea nejustificate de precizia realizată [7], [4] ; necesită surse auxiliare de curent continuu, de regulă, stabilizate ; prezintă ambiguități în indicarea semnului și, uneori, și a valorii defazajului [5] etc.

Metoda propusă în cele ce urmează permite construirea unor fazmetre relativ simple, la care neajunsurile menționate mai sus sînt practic eliminate. În plus, prin utilizarea unor aparate indicatoare adecvate, pe baza acestei metode se pot realiza fazmetre la care întreaga scară să corespundă, fie domeniului clasic $[0, \pm \pi/2]$, fie numai unei game foarte înguste ($1° \ldots 5°$) de variație a defazajului de măsurat, ceea ce, în anumite aplicații (de exemplu, la măsurarea unghiurilor de pierderi ale condensatoarelor etc.), este deosebit de avantajos și, în special, dificil de realizat cu mijloacele de măsurare directă cunoscute.

2. Descrierea metodei

Schema structurală (fig. 1) pe care se bazează metoda de măsurare directă a defazajului φ dintre curentul $\underline{I}$ și tensiunea $\underline{U}$ de la bornele receptorului liniar $\underline{Z}$, oarecare, cuprinde : două redresoare sensibile la fază, RSF_1 și RSF_2, dispozitivul magnetoelectric logometric LM, un șunt S și circuitul defazor CD.

Circuitelor de măsurare ale ambelor redresoare sensibile la fază (RSF_1, respectiv RSF_2) li se aplică tensiunea $S\underline{I}$, proporțională și în fază cu curentul $\underline{I}$ prin receptorul $\underline{Z}$.

RSF_1 este comandat cu o tensiune sinusoidală $\underline{U}_{c1}$ adusă în cuadratură cu tensiunea $\underline{U}$ de la bornele receptorului $\underline{Z}$ prin intermediul cir-

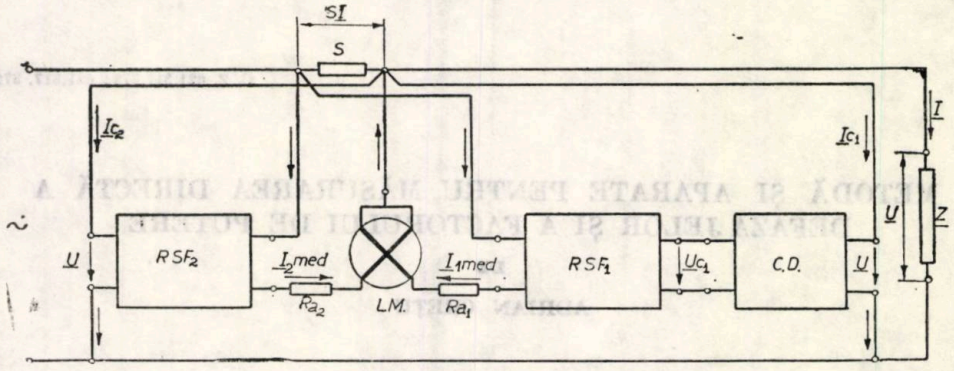


Fig. 1

cuitului CD, iar RSF_2, chiar de tensiunea $\underline{U}$ (a se observa și diagrama fazorială trasată în fig. 2).

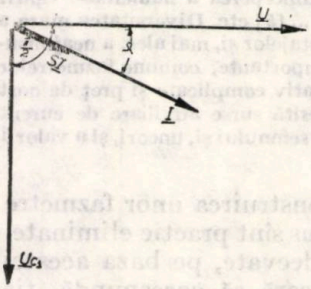


Fig. 2

Tensiunea $\underline{SI}$ va crea prin circuitul de măsurare al RSF_1, în care este înseriată și una din bobinele mobile ale logometrului magnetoelectric LM, un curent redresat a cărui valoare medie va avea expresia [6]:

$$I_{1\text{med}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{SI}{R_{a1}} \cos\left(\widehat{\underline{U}_{C1}\,;\,\underline{SI}}\right) = \tag{1}$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{SI}{R_{a1}} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{SI}{R_{a1}} \sin\varphi,$$

în care R_{a1} include toate rezistențele înseriate în acest circuit (rezistența adițională, rezistența bobinei logometrului, rezistența de intrare a RSF_1). Analog, curentul mediu redresat $I_{2\text{med}}$, creat prin circuitul de măsurare al RSF_2, de aceeași tensiune $\underline{SI}$, va rezulta din expresia:

$$I_{2\text{med}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{SI}{R_{a2}} \cos\left(\widehat{\underline{U}\,;\,\underline{SI}}\right) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{SI}{R_{a2}} \cos\varphi, \tag{2}$$

în care R_{a2} include, de asemenea, toate rezistențele circuitului considerat.

Deviația α a logometrului magnetoelectric LM, proporțională cu raportul valorilor medii ale curenților $I_{1\text{med}}$, respectiv $I_{2\text{med}}$, care parcurg cele două bobine mobile, se va obține din ecuația:

$$\alpha = F\left(\frac{I_{1\text{med}}}{I_{2\text{med}}}\right) = F\left(\frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{SI}{R_{a1}} \sin\varphi}{\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{SI}{R_{a2}} \cos\varphi}\right) = F\left(\frac{R_{a2}}{R_{a1}} \operatorname{tg}\varphi\right) = F\left(k \operatorname{tg}\varphi\right), \tag{3}$$

unde $k = R_{a2}/R_{a1}$ reprezintă o constantă a cărei valoare depinde de destinația fazmetrului (în special de limitele domeniului său de măsurare), respectiv de tipul logometrului megnetoelectric *LM* utilizat drept aparat indicator.

În conformitate cu ecuația de funcționare (3), logometrul *LM* poate fi etalonat direct în valori ale defazajului φ (și ale factorului de putere $\cos\varphi$, corespunzător), sensul deviației sale, α, fiind determinat de caracterul (inductiv sau capacitiv) al defazajului φ.

Ținînd cont de diversitatea mare a schemelor de *RSF* electronice, existente în stadiul actual, metoda descrisă oferă posibilitatea realizării a numeroase variante de fazmetre. Performanțele acestor aparate (domeniul de măsurare, precizia, gamele de variație ale tensiunii, curentului și frecvenței de lucru, consumul propriu etc.) vor depinde în principal de tipurile *RSF* și cele ale logometrelor magnetoelectrice utilizate la construirea lor.

3. Realizare practică

În cele ce urmează se descrie schema unui fazmetru (fig. 3) destinat măsurării directe a defazajului (și factorului de putere) în sistemele trifazate de curent alternativ, cu acces la nul, a cărui funcționare are la bază procedeul analizat mai sus.

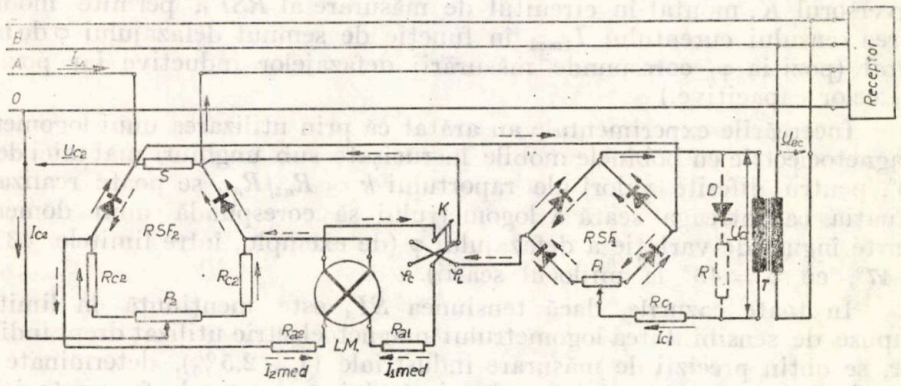


Fig. 3

RSF_1, constituit dintr-o punte simetrică cu patru diode semiconductoare, cu siliciu, propus de S é g u i e r [3], este comandat cu tensiunea sinusoidală $\underline{U}_{c1}$ obținută în secundarul transformatorului de tensiune *T*, al cărui primar este alimentat cu tensiunea de linie $\underline{U}_{BC}$ aflată în cuadratură cu tensiunea $\underline{U}_A$ a fazei pe care s-a înseriat șuntul $\underline{S}$ al fazmetrului (a se urmări și diagrama fazorială trasată în fig. 4). Rezistențele R_{c1}, din circuitul de comandă și R_{a1}, din circuitul de măsurare al RSF_1, au valori mult mai mari decît rezistențele directe ale diodelor din puntea acestuia, asigurîndu-se astfel o redresare sensibilă la fază liniară, precum și funcționarea practic în gol a transformatorului *T*.

RSF_2, construit dintr-o punte simetrică cu două diode și două rezistențe liniare egale, R_{c2}, propus tot de S é g u i e r [3], este comandat de tensiunea $\underline{U}_{c2}$, identică cu tensiunea de fază $\underline{U}_A$.

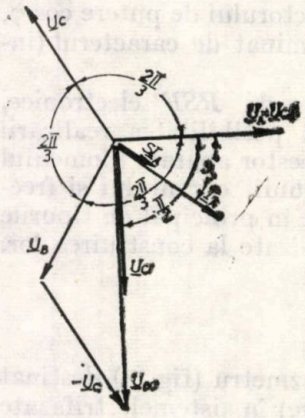


Fig. 4

Pentru ca erorile de măsurare introduse de regimurile tranzitorii ale diodelor celor două redresoare sensibile la fază să fie practic neglijabile, trebuie îndeplinite următoarele condiții, rezultate în urma încercărilor experimentale: $U_{c1} / R_{c1} / SI_A / R_{a1} \geqslant 100$ — pentru RSF_1, respectiv $U_{c2} / R_{c2} / SI_A / R_{a2} \geqslant 100$—pentru RSF_2. Ambele condiții sînt ușor de îndeplinit, practic, dacă tensiunile de comandă satisfac inegalitatea $U_{c1}, U_{c2} \gg SI_A$.

Erorile introduse de nesimetriile corespunzătoare neidentității caracteristicilor diodelor RSF_1, respectiv a diodelor RSF_2, pot fi reduse la valori practic neglijabile cu potențiometrele de simetrizare P_1, respectiv P_2.

Măsurarea defazajelor în întreg domeniul clasic $[0, \pm \pi/2]$ impune utilizarea unui logometru magnetoelectric, LM, cu bobinele încrucișate sub un unghi de 90° (de tipul celor folosite la megohmmetre). Inversorul K, montat în circuitul de măsurare al RSF_1, permite modificarea sensului curentului $I_{1\text{med}}$ în funcție de semnul defazajului φ de măsurat (poziția φ_L corespunde măsurării defazajelor inductive iar poziția φ_C, celor capacitive.)

Încercările experimentale au arătat că prin utilizarea unui logometru magnetoelectric cu bobinele mobile încrucișate sub unghiuri mai mici decît 90°, pentru diferite valori ale raportului $k = R_{a2}/R_{a1}$, se poate realiza și situația ca întreaga scară a logometrului să corespundă unui domeniu foarte îngust de variație a defazajului φ (de exemplu, între limitele 43° ... ... 47°, cu $\varphi = 45°$ la mijlocul scării).

În toate cazurile, dacă tensiunea SI_A este menținută în limitele impuse de sensibilitatea logometrului magnetoelectric utilizat drept indicator, se obțin precizii de măsurare industriale (1 ... 2,5%), determinate în principal de clasa de precizie a logometrului. În gama de frecvențe joase (25 ... 75 Hz), în care s-au putut efectua încercări experimentale, erorile de măsurare au rămas practic neschimbate. Este de presupus că prin utilizarea unor componente electronice adecvate, fazmetrul descris poate fi folosit și la frecvențe mai înalte.

5. Concluzii

1. Se propune o nouă metodă de măsurare directă a defazajelor și a factorului de putere (brevetată în R.S.R.), bazată pe asocierea redresoarelor sensibile la fază electronice cu dispozitive magnetoelectrice logometrice.

2. Fazmetrele posibil de construit pe baza metodei descrise pot fi etalonate, fie în domeniul clasic [0, ± 90°], fie în domenii restrînse ale căror limite sînt situate în jurul unei anumite valori (0°, 90° sau orice altă valoare din gama 0 ... 90°) a defazajului de măsurat.

Primită la 5 decembrie 1978

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electrotehnică, măsuri şi maşini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Creţu A., *Metodă pentru măsurarea directă a unghiului de defazaj şi a factorului de putere.* Brevet R.S.R., nr. *68 928*, 8 aprilie 1974, Buc.
2. Bărbulescu D., *Punte echilibrată pentru determinarea factorului de putere.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XXI (XXV), *1—2* (1975).
3. Séguier G., *Commutateurs de mesure à diodes.* R.G.É., **70**, *12* (1961).
4. Nield P. N., *Zero-crossing Phasemeter with Sense-indication.* Electronic Eng., **40**, *483*, 282—284 (1968).
5. Butler F., *Transistor Audio-frequency Phasemeter.* Wireless World, **70**, *8*, 453—459 (1964).
6. Creţu A. şi Suchar I., *Redresor sensibil la fază electronic.* Brevet R.S.R., nr. *64 368*, 24 febr. 1973, Buc.
7. Lehmann K. J., *Digitaler Phasenmesser.* ATM, *7* (1972).

MÉTHODE ET APPAREILS POUR LA MESURE DIRECTE DES DÉPHASAGES ET DU FACTEUR DE PUISSANCE

(Résumé)

On décrit une nouvelle méthode de mesure directe des déphasages et du facteur de puissance ce basée sur l'association des redresseurs électroniques sensibles à la phase avec des dispositifs magnétoélectriques logométriques.

Les phasemètres, réalisés selon ce principe, peuvent être étalonés soit dans le domaine classique [0, ± π/2], soit en domaines étroits, dont les limites sont proches d'une certaine valeur (0, 90° ou n'importe quelle autre valeur comprise entre ces deux valeurs) du déphasage à mesurer.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.362

MODÈLES MATHÉMATIQUES POUR L'UTILISATION DES THERMISTANCES DANS LES ANÉMOMÈTRES THERMOCOMPENSÉES

PAR

NONEL THIRER et AL. VALACHI

1. Introduction

La littérature ([1] ... [5]) présente la possibilité et la nécessité d'utiliser des thermistances dans les schémas des anémomètres, aves des multiples applications pratiques. Les méthodes de mesure statique poursuivent la détermination du coefficient de dissipation thermique qui dépend de la vitesse de l'air. Les circuits avec une seule thermistance sont utilisables seulement dans le cas d'une température ambiante strictement constante.

Les montages thermométriques présentés dans la littérature nécessitent deux lectures et une correction, ce qui représente un inconvenient dans la pratique.

Les montages compensés exigent à utiliser deux thermistances identiques, impossiblement à réaliser, en tenant compte de la dispersion des caractéristiques. La thermistance pour thermocompensation en travaillant à la vitesse nulle de l'air, les schémas de type différentiel réalisent seulement une compensation partielle de la variation de la température ambiante et les schémas de type logometrique nécessitent un appareil plus compliqué, sans l'élimination des erreurs d'instabilité des thermistances chauffées, lorsque $v < 0{,}5$ m/sec.

Touts les schémas analysés jusqu'ici présentént l'inconvénient d'une échelle nonlinéaire.

On se propose, dans les mesures dynamiques, de mesurer le temps nécessaire à une thermistance pour se refroidir ou à s'échauffer entre deux états électriques bien déterminés. Ce temps est fonction de la vitesse de l'air. On complique l'appareil et on diminue l'exactitude des schémas, dans les conditions des inconvénients imposés par la nécessité de compenser les variations de la température ambiante.

On propose dans ce qui suit des modèles mathématiques pour l'utilisation des thermistances différentes dans la réalisation des anémomètres linéaires et parfaitement thermocompensées. Les schémas résultés peuvent mesurer aussi la témperature de l'air.

2. Modèle mathématique pour un thermoanémomètre à trois thermistances quelconques

Soit à mesurer T_0 — la température ambiante et v — la vitesse de l'air. T_1, T_2, T_3 sont les températures connues des trois thermistancse quelconques NTC_i, $(i = 1, 2, 3)$, qui dissipent les puissances P_i et qui ont les coefficients de dissipation statique :

(1) $$H_i = C_i + D_i\sqrt{v},\ (i = 1,\ 2,\ 3).$$

Il en résulte :

(2) $P_1 = (C_1 + D_1\sqrt{v})(T_1 - T_0)$, (3) $P_2 = (C_2 + D_2\sqrt{v})(T_2 - T_0)$,

(4) $$P_3 = (C_3 + D_3\sqrt{v})(T_1 - T_0)$$

avec la restriction :

(5) $$T_2 > T_1 > T_0.$$

On introduit les notions de coefficients et puissances corrélées, définies par :

(6) $$C_{2c} = C_2\frac{D_1}{D_2},\ C_{3c} = C_3\frac{D_1}{D_3},\ P_{2c} = P_2\frac{D_1}{D_2},\ P_{3c} = P_3\frac{D_1}{D_3},$$

d'une telle manière que l'effet de la variation de vitesse de l'air soit le même sur les signaux proportionnels aux puissances dissipées dans les thermistances NTC_1 et NTC_2, respectivement NTC_1 et NTC_3. On obtient de cette façon

(7) $$P_{3c} - P_1 = (C_{3c} - C_1)(T_1 - T_0),$$

(8) $$P_{2c} - P_1 = D_1\sqrt{v}(T_2 - T_1) + C_{2c}\,T_2 - C_1\,T_1 + T_0\,(C_1 - C_{2c})$$

qui permettent à déterminer :

(9) $$T_0 = T_1 - \frac{P_1 - P_{3c}}{C_1 - C_{3c}}$$

et

(10) $$v = \frac{1}{D_1^2\,(T_1 - T_2)^2}\left[P_{2c} - P_1 - C_{2c}T_2 + C_1T_1 - (C_1 - C_{2c})\left(T_1 - \frac{P_1 - P_{3c}}{C_1 - C_{3c}}\right)\right]^2.$$

3. Modèle mathématique pour un thermoanémomètre à deux thermistances qui ont des coefficients de dissipation proportionnels

Soit les thermistances NTC_1 et NTC_2 ayant les coefficients de dissipation proportionnels :

(11) $$\frac{C_2}{C_1} = \frac{D_2}{D_1} = C_c.$$

Les relations (2) et (3) deviennent :

(12) $P_1 = (C_1 + D_1\sqrt{v})(T_1 - T_0)$, (13) $P_2 = C_c(C_1 + D_1\sqrt{v})(T_2 - T_0)$.

En introduisant, d'une façon analogue à (6), la notion de puissance corrélée, définie par :

(14) $$P_{2c} = \frac{1}{C_c}P_2,$$

on obtient :

$$P_{2c} - P_1 = (C_1 + D_1\sqrt{v})(T_2 - T_1), \tag{15}$$

qui permet à déterminer :

$$v = \frac{1}{D_1^2}\left(\frac{P_{2c} - P_1}{T_{2c} - T_1} - C_1\right)^2. \tag{16}$$

En tenant compte de (12) et (15) il en résulte :

$$T_0 = T_1 - (T_2 - T_1)\frac{P_1}{P_{2c} - P_1}. \tag{17}$$

4. Modèle mathématique pour un thermoanémomètre à deux thermistances qui ont des coefficients de dissipation différents

Soient les thermistances NTC_1 et NTC_2 ayant les coefficients de dissipation différents :

$$\frac{C_2}{C_1} \neq \frac{D_2}{D_1}. \tag{18}$$

Les relations (2) et (4) deviennent :

$$P_1 = (C_1 + D_1\sqrt{v})(T_1 - T_0), \tag{19}$$

$$P_2 = (C_2 + D_2\sqrt{v})(T_1 - T_0). \tag{20}$$

En effectuant le rapport entre (19) et (20), il en résulte :

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{C_1 + D_1\sqrt{v}}{C_2 + D_2\sqrt{v}}, \tag{21}$$

qui permet à déterminer :

$$v = \left(\frac{C_1P_2 - C_2P_1}{D_2P_1 - D_1P_2}\right)^2, \tag{22}$$

ou :

$$v = C_v^2\left(\frac{P_2 - P_{1c}}{P_1 - P_{2c}}\right)^2. \tag{23}$$

Dans la dernière relation, les puissances corrélées, définies tout comme dans (6), et la constante C_v, sont :

$$P_{1c} = \frac{C_2}{C_1}P_1,\ P_{2c} = \frac{D_1}{D_2}P_2,\ C_v = \frac{C_1}{D_2}. \tag{24}$$

En tenant compte de (19) et (23), il en résulte en définitif :

$$T_0 = T_1 - \frac{P_1}{C_1 + C_2C_v\dfrac{P_2 - P_{1c}}{P_1 - P_{2c}}}, \tag{25}$$

5. Conclusions

1. Les paires de relations (9) et (10), (16) et (17), (23) et (25) peuvent être utilisées à la synthèse des schémas électroniques de mesure, réalisés avec des composants discrets ou avec des circuits integrés linéaires ou non-linéaires.

2. Pour touts les cas, la mesure de la vitesse de l'air n'est pas influencée par la variation de la température ambiante, si la condition (5) est assurée par voie constructive.

3. La réalisation d'un thermoanémomètre selon le modèle mathématiques décrit dans le § **2** nécessite l'utilisation de trois thermistances à coefficients de dissipation connus, sans aucune restriction.

4. Les modèles mathematiques décrits dans les §§ **3** et **4** permettent la réalisation facile des anémomètres. L'avantage du schéma réalisé conformément à la relation (23) consiste dans l'utilisation de deux thermistances à coefficients différents de dissipation; pour l'étalonnage n'est pas nécessaire la connaissance de ces coefficients.

Reçue le 2 avril 1979

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électronique et Ordinateurs

BIBLIOGRAPHIE

1. Froger C., *L'anémométrie et l'étalonnage des anémomètres aux vitesses comprises entre 0,10 m/s et 20 m/s.* Mesures, régulation, automatisme, **34**, *8—9*, 73—78 (1969).
2. Dostatni M., *Anémomètres à thermistances.* Mesures, régulation, automatisme, **29**, *10*, 69—82 (1964).
3. Шашков А. Г., *Терморезисторы и их применение.* Изд. Энергия, М., 1967.
4. Hole V. H. R., *Velocity of Air Measured by Thermistor.* Electronic Eng., **46**, *559*, 13—15 (1974).
5. Codreanu I., Coloşi T., *Termistoare şi varistoare în măsuri şi automatizări.* Ed. Tehn., Buc., 1970.

MODELE MATEMATICE PENTRU UTILIZAREA TERMISTOARELOR ÎN ANEMOMETRE TERMOCOMPENSATE

(Rezumat)

Se propun trei modele matematice: termoanemometru cu trei termistoare oarecare, termoanemometru cu două termistoare avînd coeficienţii de disipaţie proporţionali, termoanemometru cu două termistoare avînd coeficienţii de disipaţie diferiţi. În toate cazurile măsurarea vitezei aerului nu este influenţată de variaţiile temperaturii ambiante. În ultimul caz, pentru etalonare nu este necesară cunoaşterea coeficienţilor de disipare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.318.7

ADAPTIVE W I E N E R-FILTER FÜR DIE OPTIMALE DÄMPFUNG DES VERZERRUNGSBETRIEBES VON INDUSTRIELLEN ELEKTRISCHEN NETZWERKEN

VON

M. VOICU

1. Einführung

Dieser Aufsatz ist der sechste und der letzte aus der Reihe, die in [1] angekündigt wurde.

In [5] wurde das Synthesenproblem einiger W i e n e r-Filter für die optimale Dämpfung des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken gelöst und die Funktionierung eines optimal gedämpften Netzwerkes simuliert.

Im folgenden wird das Algorythmusproblem der durch die Gradient-Methode durchgeführte W i e n e r-Filteradaptation gelöst, sowie auch die digitale Simulation des Adaptationprozesses eines für optimale Dämpfung des Verzerrungsbetriebes einstellbaren W i e n e r-Filters.

2. Problemstellung

Das industrielle elektrische Netzwerk, Unterlage des Verzerrungsbetriebes, dessen äquivalente Blockschaltung in [2] erhalten wurde, ist ein dynamisches pseudostationäres System. Die dynamischen Kennzeichen des Systems, beziehungsweise $Y_1(s) = \mathcal{L}\{y_1(t)\}$ und $Z_{so}(s) = \mathcal{L}\{z_{so}(t)\}$ (Abb. 1) und das Leistungsdichte-Spektrum $\Phi_{i_p}(s)$ sind im voraus nur qualitativ-strukturell zu erkennen, d.h. daß man nur die Gestalt der Funktionen $Y_1(s)$, $Z_{so}(s)$, $\Phi_{i_p}(s)$ und die Abwechslungsgrenzen der betreffenden Koeffizienten als bekannte Anfangsinformation über das industrielle elektrische Netzwerk anzunehmen hat. Allerdings ist es notwendig aus diesem Grund und auf Grund der angemessen verarbeiteten Arbeitsinformationen über den Prozeßverlauf die adaptiven W i e n e r-Filter $Y_w(s)$, $Z_w(s)$ durch die betreffenden Parameter automatisch einstellen zu lassen. Das Ziel die-

ser adaptiven Einstellung ist die ständige Befriedigung des Güteindexes, der, wie in [5] festgestellt wurde, für bestimmte Voraussetzungen mit dem quadratischen Mittelverzerrungsrest des Stromes zusammenfallen kann.

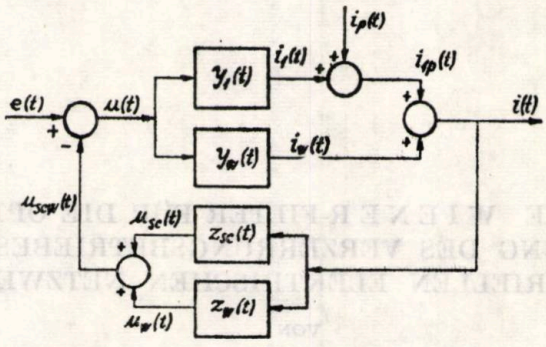


Abb. 1

3. Synthese der Adaptationskreise

Für die Verwirklichung der Adaptation der W i e n e r-Filterparameter wird die Gradient-Methode gebraucht. Der Bestimmungsprozeß des minimalen Güteindexes wird durch eine summierend parametrische sinusförmige Störung, [8] ... [10], der W i e n e r-Filter durchgeführt. Der Vorteil dieser Methode ist derjenige, daß die Güteindexverminderung kein deutliches Kennen der Abwechslungen der Funktionen $Y_1(s)$, $Z_{so}(s)$, $\Phi_{i_p}(s)$, sondern nur das Kennen der Störungswirkung über das durch die Parameter der Funktionen $Y_w(s)$, $Z_w(s)$ beeinflusste Güteindex η anzunehmen erfordert. Diese Behauptung ergibt sich im Gegensatz zur Unmöglichkeit der on-line-Identification der Funktionen $Y_1(s)$, $Z_{so}(s)$, $\Phi_{i_p}(s)$ mit den vom Prozeß verwendeten Signalen, weil die innere Störung $i_p(t)$, [3], direkt nicht meßbar ist.

Sei

$$\bar{\zeta} = [\zeta_1, \zeta_2, \ldots, \zeta_n]^t \tag{1}$$

ein Vektor n-ter Ordnung der Parameter der anpassungsfähigen Filter $Y_w(s)$, $Z_w(s)$ und sei α ein Vektor n_1-ter Ordnung der begrenzt und langsam veränderlichen Parameter der Funktionen $Y_1(s)$, $Z_{so}(s)$.

Der Güteindex η ist eine Funktion von diesen zwei Vektoren, von der Form

$$\eta = \eta(\bar{\zeta}, \bar{\alpha}), \tag{2}$$

der in einem n - dimensionalen Vektorialraum ein Skalarfeld darstellt.

Für

$$\bar{\alpha} = \bar{\alpha}_0 = \overline{\text{Konst.}} \tag{3}$$

wurden in [5] die Funktionen $Y_w(s)$, $Z_w(s)$, also ein Vektor

$$\bar{\zeta} = \bar{\zeta}_0 = \overline{\text{Konst.}} \tag{4}$$

bestimmt, für den

$$\eta\,(\bar{\zeta}_0, \bar{\alpha}_0) = \text{Minimum} \tag{5}$$

ist.

Wenn $\bar{\alpha} \neq \bar{\alpha}_0$ ist, dann kann $\eta\,(\bar{\zeta}_0, \bar{\alpha})$ nicht mehr minimal sein. Um die Bedingung

$$\eta = \text{Minimum} \tag{6}$$

wieder zu erreichen, genügt es die Bestandteile des Vektors $\bar{\zeta}$ gleichzeitig so nachzustellen, daß die Bahn des Koordinatenpunktes $(\zeta_1, ..., \zeta_n)$ am Vektor

$$\bar{\zeta} = \text{grad}\,\eta = \sum_{j=1}^{n} \frac{\partial \eta}{\partial \zeta_j}\,\bar{\gamma}_j, \tag{7}$$

der senkrecht zu den äquipotentialen Flächen $\eta = \text{Konst.}$ ist, ständig tangential bleibe und die Bewegung des Koordinatenpunktes auf dieser Bahn in der von

$$\bar{\zeta} = \text{grad}\,\eta \to 0 \tag{8}$$

bestimmten Richtung stattfinde. Dabei sind $\bar{\gamma}_j$, $(j = 1, ..., n)$, die Einheitsvektoren des n-dimensionalen Vektorialraumes.

Die Bedingung grad $\eta = 0$, oder ausdrücklich

$$\frac{\partial \eta}{\partial \zeta_j} = 0, \quad (j = 1, ..., n), \tag{9}$$

zieht notwendigerweise die Beziehung (6) hinein. Die hinreichende Bedingung, d.h. daß die quadratische Form

$$\left(\sum_{j=1}^{n} h_j \frac{\partial}{\partial \zeta_j} \right)^{(2)} \eta,$$

wobei h_j, $(j = 1, ..., n)$, positive, genügend kleine Zahlen sind, positiv festgelegt sein soll, ist überflüssig, weil der Güteindex η ein Minimum annimmt, [5].

Für die Verwirklichung der Bedingung (8) ist es notwendig, daß die Verschiebungsgeschwindigkeit des Koordinatenpunktes $(\zeta_1, ..., \zeta_n)$ proportionell und entgegengesetzt dem Vektor $\bar{\zeta}$ sei. Ausdrücklich schreibt man

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\,\bar{\zeta} = -\,K\,\text{grad}\,\eta = -\,K \sum_{j=1}^{n} \frac{\partial \eta}{\partial \zeta_j}\,\bar{\gamma}_j, \tag{10}$$

oder verallgemeinert

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\,\bar{\xi} = -\sum_{j=1}^{n} K_j \frac{\partial \eta}{\partial \zeta_j}\,\bar{\gamma}_j. \tag{11}$$

Die Konstanten K_j, $(j = 1,..., n)$, sind weiter zu bestimmen. Die Schätzung der Ableitungen $\partial\eta/\partial\zeta_j$, $(j = 1,..., n)$, wird durch die sinusförmige Störung eines jeden ζ_j mit einem summierenden Bestandteil

$$\Delta\zeta_j = \Delta\zeta_{jm} \sin \Omega_j t, \ (j = 1,..., n), \tag{12}$$

durchgeführt, wobei $2\pi\Omega_j$, $(j = 1,..., n)$, $\Omega_j \neq \Omega_k$, $(j \neq k)$, die störenden Frequenzen sind.

Die Amplituden $\Delta\zeta_{jm}$ sind genügend klein, so daß man die Funktion $(\zeta_1 + \Delta\zeta_1,..., \zeta_n + \Delta\zeta_n)$ in eine Taylor-Reihe entwickeln kann. Weil die Ausdrücke des höher gelegenen Grades zu vernachlässigen sind, darf man folgendermassen schreiben

$$\eta(\zeta_1 + \Delta\zeta_1,..., \zeta_n + \Delta\zeta_n) \approx \eta(\zeta_1,..., \zeta_n) + \sum_{k=1}^{n} \frac{\partial\eta}{\partial\zeta_k} \Delta\xi_{km} \sin \Omega_k t. \tag{13}$$

Um $\partial\eta/\partial\zeta_j$ aus (13) zu gewinnen multipliziert man in (13) mit $\Delta\zeta_{jm} \times$ $\times \sin \Omega_j t$ und dann rechnet man den durch die Integration auf die Dauer T_η bezogenen Durchschnitswert aus. Dann ergibt sich

$$\frac{1}{T_\eta}\int_0^{T_\eta} \eta(\zeta_1 + \Delta\zeta_1,..., \zeta_n + \Delta\zeta_n)\, \Delta\zeta_{jm} \sin \Omega_j\theta \, d\theta = \frac{1}{2} \Delta\zeta_{jm}^2 \frac{\partial\eta}{\partial\zeta_j}, \tag{14}$$

weil für T_η genügend groß

$$\frac{1}{T_\eta}\int_0^{T_\eta} \sin \Omega_j\theta \, d\theta \approx 0, \ (j = 1, ..., n),$$

$$\frac{1}{T_\eta}\int_1^{T_\eta} \sin \Omega_j\theta \sin \Omega_k\theta d\theta \approx 0, \quad (j, k = 1,..., n\,;\ j \neq k),$$

$$\frac{1}{T_\eta}\int_1^{T_\eta} \sin^2 \Omega_j\theta \, d\theta \approx \frac{1}{2}, \quad (j = 1,..., n)$$

sind.

Der Adaptationsalgorythmus ergibt sich letztlich durch die Integration der Gleichung (11), in der man das Ergebnis (14) ersetzt hat,

$$\zeta_j = \zeta_{j0} - \int_0^t \left\{ \frac{1}{T_\eta}\int_0^{T_\eta} \eta(\zeta_1 + \Delta\zeta_1,..., \zeta_n + \Delta\zeta_n)\, \Delta\xi_{jm} \sin\Omega_j\theta \, d\theta \right\} dt, \ (j=1,...,n), \tag{15}$$

weil

$$K_j = \frac{1}{2} \Delta\zeta_{jm}^2, \ (j = 1,..., n), \tag{16}$$

angenommen wird. Der Adaptationsalgorythmus kann auch vektorial ausgedrückt werden

$$\bar{\zeta} = \bar{\zeta}_0 - \int_0^t \left\{ \frac{1}{T_\eta} \int_0^{T_\eta} \eta(\bar{\zeta} + \Delta\bar{\zeta})\, \Delta\bar{\zeta}\,(\theta)\, \mathrm{d}\theta \right\} \mathrm{d}t, \tag{17}$$

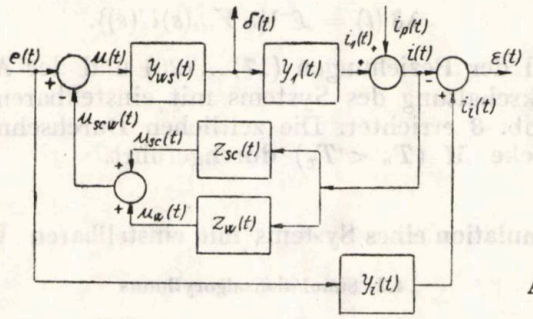


Abb. 2

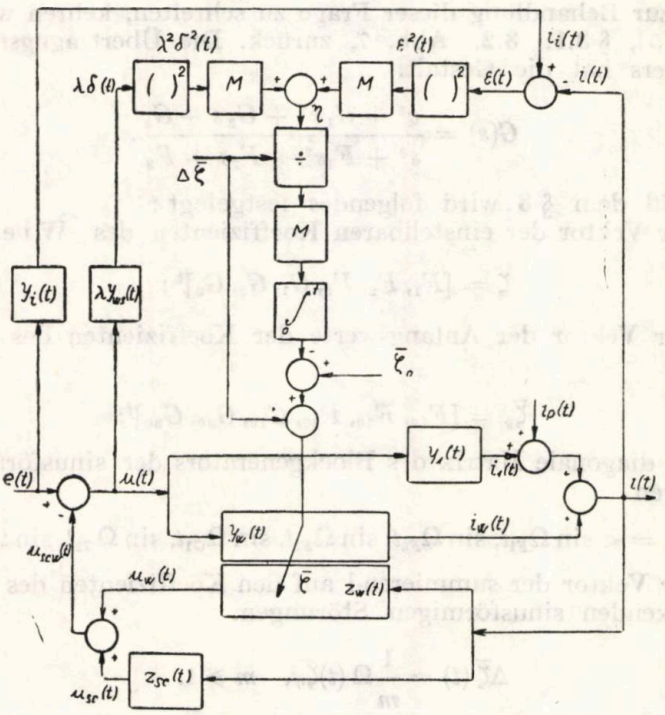


Abb. 3

wobei $\bar{\zeta}_0$ ein aus den Bestandteilen ζ_{j0}, $(j = 1, ..., n)$, bestehender Vektor und $\Delta\bar{\xi}(t)$ ein aus den Bestandteilen (12) bestehender Vektor ist.

Der Wert des Güteindexes wird aus der normalen Funktionierung des Systems leicht gewonnen und zwar nach der Abb. 2, in der $Y_i(s) = \mathcal{L}\{y_i(t)\}$ die ideale Übertragungsfunktion des geschlossenen Systems und $Y_{ws}(s) = 1 + Y_w(s)/Y_1(s)$ sind. Tatsächlich kann man schreiben :

$$\eta = \overline{\varepsilon^2(t)} + \lambda^2\overline{\delta^2(t)} = \frac{1}{T_0}\int_0^{T_0} \varepsilon^2(t)\,dt + \frac{1}{T_0}\int_0^{T_0} [\lambda\delta(t)]^2\,dt, \tag{18}$$

$$\varepsilon(t) = i_i(t) - i(t) = \mathcal{L}^{-1}\{Y_i(s)E(s)\} - i(t), \tag{19}$$

$$\lambda\delta(t) = \mathcal{L}^{-1}\{\lambda Y_{ws}(s)U(s)\}. \tag{20}$$

Auf Grund der Beziehungen (17) ... (20) und der Abb. 1 wurde die allgemeine Blockschaltung des Systems mit einstellbaren Wiener-Filtern aus der Abb. 3 errichtet. Die zeitlichen Durchschnittswerte werden mittels der Blöcke M $(T_0 < T_\eta)$ durchgeführt.

4. Digitale Simulation eines Systems mit einstellbaren Wiener-Filtern

4.1. Simulationsalgorythmus

Um zur Behandlung dieser Frage zu schreiten, kehren wir zum Beispiel aus [5], § **3.1**, **3.2**, Abb. 7, zurück. Die Übertragugsfunktion des Optimalfilters hat die Gestalt.

$$G(s) = \frac{s^3 + G_1 s^2 + G_2 s + G_3}{s^3 + F_1 s^2 + F_2 s + F_3}. \tag{21}$$

Gemäß dem § **3** wird folgendes festgelegt:

a) der Vektor der einstellbaren Koeffizienten des Wiener-Filters

$$\zeta = [F_1, F_2, F_3, G_1, G_2, G_3]^t; \tag{22}$$

b) der Vektor der Anfangswerte der Koeffizienten des Wiener-Filters

$$\overline{\zeta}_0 = [F_{10}, F_{20}, F_{30}, G_{10}, G_{20}, G_{30}]^t; \tag{23}$$

c) die diagonale Matrix des Blockgenerators der sinusförmigen Störschwingungen

$$\Omega(t) = < \sin\Omega_{F1}t, \sin\Omega_{F2}t, \sin\Omega_{F3}t, \sin\Omega_{G1}t, \sin\Omega_{G2}t, \sin\Omega_{G3}t >; \tag{24}$$

d) der Vektor der summierend auf den Koeffizienten des Wiener-Filters wirkenden sinusförmigen Störungen.

$$\Delta\overline{\zeta}(t) = \frac{1}{m}\Omega(t)\overline{\zeta}_0, \quad m \gg 1. \tag{25}$$

Damit wird die Beziehung (17)

$$\overline{\zeta}(t) = \overline{\zeta}_0 - \frac{1}{m}\int_0^t \left\{ \frac{1}{T_\eta}\int_0^{T_\eta} \eta\left[\overline{\zeta}(\theta) + \frac{1}{m}\Omega(\theta)\overline{\zeta}_0\right]\Omega(\theta)\overline{\xi}_0\,d\theta \right\} dt, \tag{26}$$

wobei dem [5], § **3.2** gemäß

$$\eta = \overline{\varepsilon^2(t)} = \overline{[i''_{5F}(t)]^2} = \frac{1}{T_0}\int_1^{T_0} [i''_{5F}(t)]^2\,dt, \tag{27}$$

ist.

Die Algorythmuskonvergenz hängt von den Zahlen m, Ω_{F1}, Ω_{F2}, Ω_{F3}, Ω_{G1}, Ω_{G2}, Ω_{G3}, T_0, T_η ab.

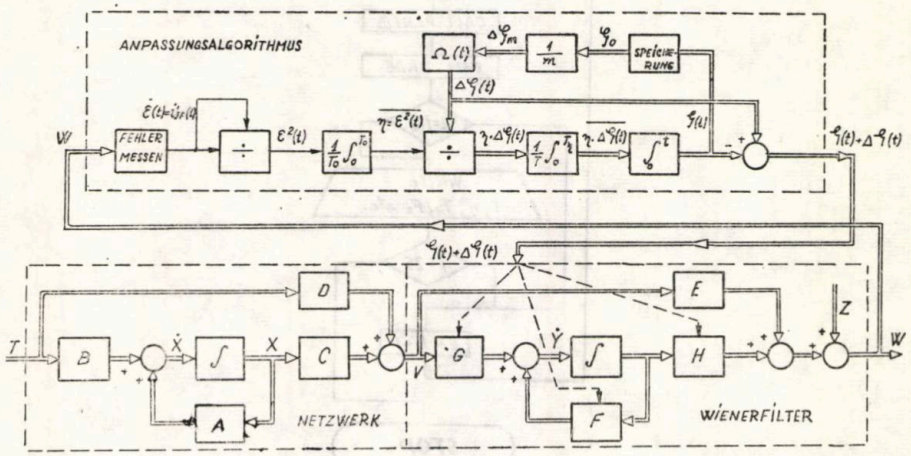


Abb. 4

In der Abb. 4 wurde das ganze System der Abb. 7, [5], und den Beziehungen (26), (27) gemäß dargestellt, nämlich das Netzwerk und der verzerrende Rezeptor, der W i e n e r-Filter mit einstellbaren Parametern und der Block für die Ausarbeitung der adaptiven Einstellgrösse.

4.2. Simulationsprogramme und Ergebnisse

Die Funktionierungssimulation des Systems mit dem einstellbaren W i e n e r-Filter begründet sich auf die Blockschaltung aus der Abb. 4, also im Grunde genommen auf die Beziehungen (47), (49) aus [5] und auf die Beziehungen (26), (27) aus diesem Aufsatz. Das logische Schema des entsprechenden Programms (TEST—17—SST3) ist in der Abb. 5 dargestellt.

Es wurde angenommen, daß bei $t = 0$ ein Sprung des äquivalenten Netzwerkwiderstands von 25 Ω bis 5 Ω stattfand. Der Adaptationsprozeß beginnt auch bei $t = 0$. Die Perioden der sinusförmigen parametrischen Störungen wurden grösser als T_0 genommen um η Informationen über die Wirkung der Koeffizientenstörung zu gewinnen (s. den Anhang.) Eine gute Algorythmuskonvergenz wurde durch $m = 20$ versichert.

Die Beziehungen (26), (27) wurden diskretisiert wie folgt:

$$\bar{\zeta}_n = \bar{\zeta}_0 - \frac{T_0}{m}\sum_{k=1}^{n}\sum_{j=1}^{k}\frac{1}{k}\,\eta_j\,\Omega_j\,\bar{\zeta}_0 = \bar{\zeta}_{n-1} - \frac{T_0}{mn}\sum_{j=1}^{n}\eta_j\,\Omega_j\,\bar{\xi}_0, \tag{28}$$

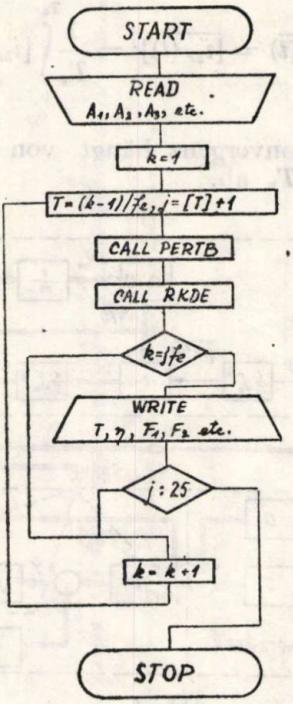

START
READ
A11, A12, A33 etc.
k=1
T=(k-1)/fe, j=[T]+1
CALL PERTB
CALL RKDE
k=j/fe
WRITE
T, η, F11, F12 etc.
j : 25
k = k+1
STOP

Abb. 5

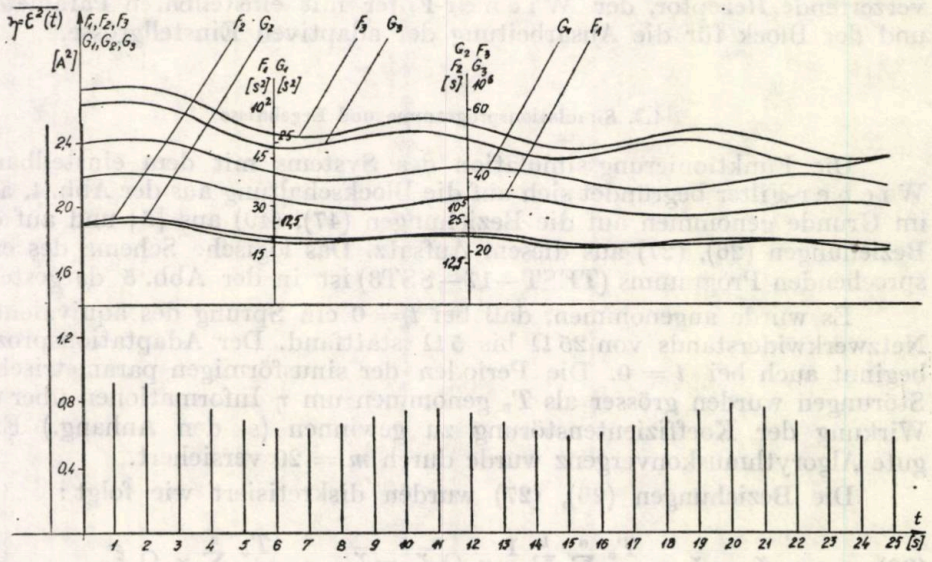

[A²]
t
[s]

Abb. 6

$$(29) \qquad \eta_j = \frac{1}{p}\sum_{\mu=0}^{p}\left[i''_{5F}\left(\frac{\mu}{p}\right)\right]^2, \quad p = \frac{T_0}{\Delta T} = T_0 f_e,$$

wobei $f_e = 5$ KHz die Abtastungsfrequenz des Stromes $i_{5F}(t)$ bei der Abschätzung des Güteindexes η ist. Das Nachstellen der Koeffizienten des Optimalfilters wird periodisch mit der Periode T_0 durchgeführt, aber die Wirkung dieses Nachstellens wird nur am Ende der nächsten Periode beobachtbar sein.

Der zeitliche Ablauf des Adaptationsprozesses ist in der Abb. 6 dargestellt. Man kann die Verminderung des Mittelverzerrungsrestes des Stromes um etwa 35% bemerken.

4. Schlußfolgerungen

In diesem Aufsatz wird das Adaptationsproblem der Wiener-Filterparameter, so daß der Güteindex ständig minimal bleibt, durch die Anwendung der Gradient-Methode gelöst.

Die durch digitale Simulation erhaltenen Ergebnisse bestätigen die Tatsache, daß der Adaptationsalgorythmus in der Richtung der Verminderung des Mittelverzerrungsrestes bei der langsamen und zufälligen Abwechslunng der Netzwerkparameter effektiv wirkt.

Am Ende dieser Reihe von sechs Aufsätzen stellt man fest, daß die theoretische Lösung des Dämpfungsproblems des Verzerrungsbetriebes und die durch digitale Simulation gewonnene Bekräftigung ihrer Gültigkeit die Fortsetzung der Erforschung einiger technisch-wirtschaftlicher Lösungen und als Konsequenz die Aufstellung einer Entwurfsmethode der für optimale Dämpfung des Verzerrungsbetriebes industriell anwendbaren Einrichtungen rechtfertigen läßt.

Anhang

$$T_{F_1} = 2\pi/\Omega_{F_1} = 10{,}52 \text{ s}, \quad T_{F_2} = 9{,}52 \text{ s}, \quad T_{F_3} = 8{,}69 \text{ s}, \quad T_{G_1} = 10 \text{ s}, \quad T_{G_2} = 9{,}08 \text{ s},$$

$$T_{G_3} = 8{,}33 \text{ s}, \quad T_0 = 1 \text{ s}, \quad T_\eta = 25 \text{ s}.$$

Eingegangen am 17. März 1978

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektroenergieanwendung
und Regelungstchnik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Voicu M., *Über die Entwurfsvoraussetzungen der für die Dämpfung des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken bestimmten Resonanzfilter.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XX (XXIV), *3—4*, s. III, 83 (1975).
2. Voicu M., *Verzerrungsbetrieb als stochastischer Prozess. Eine allgemeine äquivalente Schaltung des elektrischen industriellen Netzwerkes, Unterlage des Verzerrungsbetriebes.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXII (XXVI), *3—4*, s. III, 45 (1976).
3. Voicu M., *Analyse der inneren stochastische Störung, formelle Ursache des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken, mittels dynamischen statistischer Methoden.* Bul Inst. polit., Iaşi, XXIII (XXVII), *3—4*, *s.* III, 53 (1977).
4. Voicu M., *Digitale Simulation des Verzerrungsbetriebes von elektrischen industriellen Netzwerken als stochastischer Prozess.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXIV (XXVIII), *1—2*, s. III, (1978).

5. Voicu M., *Wiener-Filter für die optimale Dämpfung des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken.* Bul. Inst. polit., Iași, XXV (XXIX), *1—2*, s. III, 51 (1979).
6. Voicu M., Sebastian L., *Analyse des Verzerrungsbetriebes von industriell angewandten elektrischen Netzwerken mittels dynamisch statistischer Methoden.* ETZ — A, **95**, *6*, 310—315 (1970).
7. Voicu M., *Asupra compensării optimale a regimului deformant din rețelele electrice industriale prin folosirea unor filtre Wiener autoadaptive.* Diss., TH Jassy, 1974.

FILTRE WIENER AUTOADAPTIVE PENTRU COMPENSAREA OPTIMALĂ A REGIMULUI DEFORMANT DIN REȚELELE ELECTRICE INDUSTRIALE

(Rezumat)

Se abordează mai întîi soluționarea problemei algoritmului autoadaptării, pe baza metodei gradientului, a unor filtre Wiener pentru compensarea permanent optimală a regimului deformant din rețelele electrice industriale, după care, pentru un exemplu de sistem optimal (rețea + filtru) analizat într-o lucrare anterioară, se prezintă rezultatele simulării cifrice a procesului de adaptare a filtrului Wiener.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621-52

ASUPRA SINTEZEI SISTEMELOR AUTOMATE NELINIARE MONOVARIABILE ÎN CONDIȚII DE STABILITATE EXPONENȚIALĂ

DE

CORNELIU BOȚAN

1. Se consideră un sistem de reglare automată continuu, neexcitat din exterior, descris de următoarele ecuații de stare:

$$\dot{x} = Ax + b, \quad \sigma = cx; \qquad (1)$$

$$\xi = \sigma(\tau), \qquad (2)$$

unde x este vectorul n-dimensional al variabilelor de stare, σ și ξ — scalari reprezentînd mărimile de intrare și respectiv de ieșire din blocul neliniar, descris de funcția φ, A — o matrice $n \times n$, b și c — vectori coloană, respectiv linie.

Sistemul de ecuații (1), (2) corespunde în acest caz sistemului de reglare din fig. 1, în care $W(s) = c(sI - A)^{-1}b$ este funcția de transfer a părții liniare (1) a sistemului (cu I s-a notat matricea unitate). Se observă că:

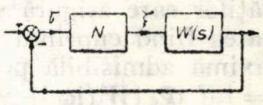


Fig. 1

$$-\sigma(s) = W(s)\,\xi(s). \qquad (3)$$

În această Notă se va avea deci în vedere un sistem invariant în timp, cu partea liniară descrisă de (1) sau (3) și partea neliniară descrisă de (2). Un sistem este exponențial stabil [1] dacă este global asimptotic stabil și există $\gamma < 0$ și $C > 0$, astfel încît

$$|x(t)| \leqslant C e^{\gamma(t-t_0)} |x(t_0)|, \qquad (4)$$

oricare ar fi $x(t_0)$, adică regimul liber se stinge mai rapid decît exponențiala $e^{\gamma t}$.

Stabilitatea exponențială se poate studia pe baza criteriilor frecvențiale — de exemplu, criteriul Popov, sau cu ajutorul criteriului frecvențial circular [1].

2. În cazul criteriului frecvențial circular se consideră o neliniaritate care îndeplinește condiția $\alpha \leqslant \xi/\sigma \leqslant \beta$, α, β — reali. Dacă $W(s)$ nu are poli pe dreapta $\mathcal{R}e\, s = \gamma$, este satisfăcută relația (4) dacă

$$\mathcal{R}e\{[1 + \alpha W(j\omega + \gamma)]\,[1 + \beta W(j\omega + \gamma)]^*\} > 0, \quad -\infty \leqslant \omega \leqslant \infty, \qquad (5)$$

simbolul $*$ indicînd conjugata complexă.

Dacă $\alpha = -\infty$, sau $\beta = +\infty$, se mai impune și condiția suplimentară $\lim_{\omega \to \infty} [\omega^2 \mathcal{R}e\, W(j\omega + \gamma)] \neq 0$, iar expresia (5) se reformulează corespunzător. Printr-o transformare liniară se poate alege $\alpha = 0$ și atunci condiția (5) devine:

$$1 + \beta \mathcal{R}e\, [W(j\omega + \gamma)] > 0, \quad -\infty \leqslant \omega \leqslant \infty. \tag{6}$$

Transformarea nu este permisă dacă unul din polii lui $W(s)$ este situat pe dreapta $\mathcal{R}e\, s = \gamma$, în acest caz utilizîndu-se relația (5). Pentru simplificarea expunerii, în cele ce urmează se va considera $\alpha = 0$.

3. Dacă se pornește de la criteriul P o p o v, se consideră că neliniaritatea satisface condiția $0 \leqslant \xi/\sigma \leqslant \beta$, iar matricea A este hurwitziană. Stabilitatea exponențială este asigurată dacă există un număr q astfel încît

$$\frac{1}{\beta} + \mathcal{R}e\, [(1 + j\omega q)\, W(j\omega + \gamma)] > 0, \quad 0 \leqslant \omega \leqslant \infty. \tag{7}$$

Introducerea condiției de stabilitate exponențială în problemele de proiectare apare firească în numeroase cazuri, întrucît sinteza numai pe baza condiției de stabilitate absolută poate conduce la un sistem de reglare cu regim liber nesatisfăcător. Condiții de acest tip sînt utilizate destul de frecvent în sinteza sistemelor liniare, dar pentru sistemele neliniare ele sînt folosite rar și într-o formulare vagă [2], [3].

4. În rezolvarea problemei de sinteză apar diferite cazuri, funcție de partea fixată a sistemului prin datele de proiectare; variantele posibile se analizează în cele ce urmează.

a) Partea liniară este fixată și se cere determinarea clasei neliniarităților care asigură stabilitatea exponențială pentru un γ dat. Neliniaritatea fiind cuprinsă în domeniul $[0, \beta]$, urmează să se deducă valoarea maximă admisibilă pentru β. În acest scop se trasează $W(j\omega + \gamma)$; fie $\delta = \inf_{\omega} \mathcal{R}e\, [W(j\omega + \gamma)]$. Conform relației (6), se poate alege β astfel încît $-1/\beta < \delta$.

Dacă se utilizează criteriul P o p o v, se construiește locul de transfer modificat

$$\widetilde{W}(j\omega + \gamma) = U(\omega, \gamma) + j\, V(\omega, \gamma), \tag{8}$$

în care $U(\omega, \gamma) = \mathcal{R}e\, W(j\omega + \gamma)$ și $V(\omega, \gamma) = \omega\, \mathcal{I}m\, W(j\omega + \gamma)$. Fie δ abscisa unui punct de pe axa reală (este convenabil ca δ să se aleagă maxim posibil), astfel încît există o dreaptă care trece prin acest punct și nu intersectează locul de transfer modificat $\widetilde{W}(j\omega + \gamma)$, situat în dreapta dreptei respective. Alegînd $-1/\beta \leqslant \delta$, se obține soluția problemei de sinteză.

b) Partea neliniară este fixată, iar partea liniară a sistemului este liberă. În relația (6) sînt deci fixate valorile β și γ, urmînd a se deduce o funcție $W(...)$, care satisface inegalitatea (6).

Se indică următoarea cale de rezolvare: în planul complex se trasează un loc de transfer $\tilde{H}(j\omega)$, astfel ca $\mathcal{R}e\, \tilde{H}(j\omega) > -1/\beta$ (fig. 2). Din expresia $\tilde{H}(j\omega)$ se deduce funcția de transfer $H(s)$, astfel ca locul

de transfer corespunzător $H(j\omega)$ să aproximeze cît mai bine $\tilde{H}(j\omega)$ și bineînțeles să corespundă unui element realizabil. Aproximarea caracteristicii de frecvență se realizează prin metodele cunoscute pentru sistemele liniare [4]. După realizarea aproximării, se verifică dacă $\mathcal{R}e\, H(j\omega) > -1/\beta$ și apoi în planul complex se efectuează translația $s \to s - \gamma$, cu $\gamma < 0$, obținîndu-se funcția de transfer $W(s) = H(s - \gamma)$, deci funcția de transfer a unui element liniar care satisface condiția impusă.

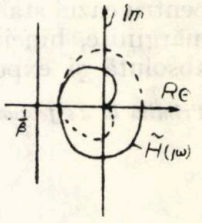


Fig. 2

c) Elementul neliniar și o parte a blocului liniar sînt fixate; în cazul în care ansamblul elementelor fixate nu asigură stabilitatea exponențială dorită, se cere să se determine o corecție liniară care să permită rezolvarea problemei. Se va considera o corecție serie, orice alt tip de corecție putîndu-se reduce la aceasta prin transformări structurale adecvate aplicate părții liniare. Deci partea liniară se consideră ca avînd funcția de transfer:

$$W(s) = W_1(s)\, W_2(s), \tag{9}$$

în care $W_2(s)$ este fixat, urmînd a se deduce $W_1(s)$.

Se consideră că $W_2(j\omega + \gamma)$ intersectează paralela la axa imaginară de abscisă $-1/\beta$. Elementul de corecție se alege astfel încît să producă modificarea caracteristicii de frecvență în zona pulsațiilor corespunzînd intersecțiilor dreptei cu locul de transfer $W_2(j\omega + \gamma)$. În acest scop se recomandă un procedeu similar cu cel de la punctul b), adică se determină $\tilde{H}_1(j\omega)$ astfel ca $W_2(j\omega + \gamma)\, \tilde{H}_1(j\omega)$ să nu intersecteze paralela la axa imaginară ce întretaie axa reală în punctul $(-1/\beta, j0)$. Se deduce apoi funcția de transfer $H_1(s)$, astfel ca $H_1(j\omega)$ să aproximeze cît mai bine $\tilde{H}_1(j\omega)$. Aproximarea este acceptabilă dacă elementul este realizabil și $\mathcal{R}e\,[W_2(j\omega + \gamma)\, H_1(j\omega)] > -1/\beta$. Înlocuind pe s cu $s - \gamma$, se obține $W_1(s) = H_1(s - \gamma)$, care reprezintă funcția de transfer a unui element care satisface cerințele impuse de problema de sinteză.

Observații. 1. Problemele de sinteză de la punctele b) și c) se pot rezolva similar pornind de la condiția (7), adică pe baza criteriului Popov. În acest caz se urmărește ca locul de transfer modificat (8) să nu întretaie cel puțin una din dreptele trasate prin punctul $(-1/\beta, j0)$. Calculele sînt mai complicate, însă oferă posibilități mai largi.

2. În cazurile în care nu se efectuează transformarea liniară care realizează $\alpha = 0$, rezolvarea problemei pe baza criteriului frecvențial circular se realizează pornind de la condiția (5). Interpretarea grafică a acestei condiții este următoarea: stabilitatea exponențială este asigurată dacă locul de transfer $W(j\omega + \gamma)$ înconjoară cercul cu centrul pe axa reală și care trece prin punctele $(-1/\alpha, j0)$ și $(-1/\beta, j0)$ de un număr de ori egal cu numărul polilor λ_i ai lui $W(s)$ care au $\mathcal{R}e\, \lambda_i > \gamma$ [1]. Rezolvarea problemelor de sinteză studiate mai sus se efectuează cu metode similare celor indicate în această lucrare cu deosebirea că dreapta paralelă la axa imaginară, de abscisă $-1/\beta$ se înlocuiește cu cercul menționat.

3. Avînd în vedere caracterul nenecesar al criteriilor frecvențiale de stabilitate absolută și exponențială, rezultă că procedeele de sinteză in-

dicate asigură realizarea unui sistem cu stabilitatea exponenţială dorită, însă nerespectarea condiţiilor impuse de aceste criterii nu implică în mod obligatoriu obţinerea unui sistem cu stabilitate exponenţială mai slabă decît cea dorită.

4. Metodele de sinteză propuse în această lucrare se extind imediat pentru cazul stabilităţii exponenţiale a proceselor forţate cu mărimi exterioare mărginite, bineînţeles în condiţiile prescrise de teoremele de stabilitate absolută şi exponenţială pentru astfel de cazuri [1], [2].

Primită la 14 februarie 1979

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizările energiei electrice şi automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Якубович В. А., *Методы теории абсолютной устойчивости.* В кн. *Методы исследования нелинейных систем.* Гл. II, III, Изд. Наука, М., 1975, 74—175.
2. Наумов Б. Н., Цыпкин Я. З., *Частотный критерий абсолютной устойчивости процессов в нелинейных системах автоматического управления.* Авт. и телемех., **XXV**, *6*, 852—867 (1964).
3. Наумов Б. Н., *Исследование абсолютной устойчвости положения равновесия в нелинейных системах автоматического управления при помощи логарифмических частотных характеристик.* Авт. и телемех., **XXVI**, *4*, 591—600 (1965).
4. Cartianu Gh., Constantin I., *Sinteza în domeniul frecvenţă.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1974.

К СИНТЕЗУ НЕЛИНЕЙНЫХ ОДНОМЕРНЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ИЗ УСЛОВИЙ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ

(Резюме)

Исследовается задача синтеза автоматической системы с одной нелинейностью из условии абсолютной устойчивости системы, обеспечивающий степень устойчивости не менее заданой, т.е. убывание решения происходит быстрее чем одно заданое убывание. Даются методы синтеза для трех различных случаях, в зависимости от фиксированной части системы. Методы синтеза базируются на частотных критериях абсолютной устойчивости.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.3.018.14 ; 621.314.6

IMPROVEMENT OF THE TOTAL POWER FACTOR AT A THREE-PHASE BRIDGE RECTIFIER WITH 3 S.C.R.'S.

BY

M. LUCANU, VALERIU MUNTEANU and D. ALEXA

1. Introduction

Controlled rectifiers presents the disadvantage of having low power factor owing to the distorting and reactive power absorbed from the supply by the rectifier [1], [2].

The recent improvements of the thyristor performances and of the commutation capacitors has permitted the growth of the safety of the plants using the forced-commutation. As a result, the forced commutation was introduced also in the rectifing-plants, to improve their total power factor [2], [3].

In this paper is proposed a three-phase bridge rectifier with 3 S.C.R.'s, with forced commutation and with no reactive power absorbed from the supply. An extremely simple control scheme, because the commutation proceeding adopted, is also shown.

2. Investigation of the Commutation-Process

The force circuitry of the rectifier with forced-commutation is shown in Fig. 1. The main S.C.R.'s $T\,1$,..., $T\,3$ form together with the diodes $D\,1$,..., $D\,3$ the three-phase bridge rectifier with 3 S.C.R.'s and $T\,11$,..., $T\,13$ are auxiliary commutation S.C.R.'s.

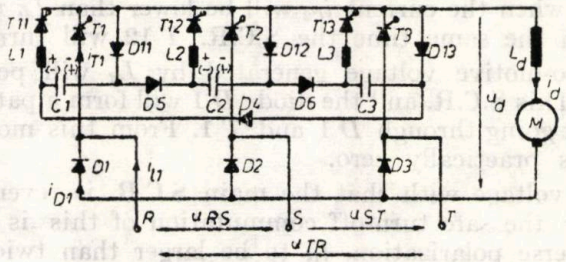


Fig. 1

The commutation capacitors $C1$,..., $C3$ charge at the line voltage amplitude, with the polarities without paranthesis in Fig. 1, through the diodes $D4$,..., $D6$.

The waveforms of the phase and line voltage of the three-phase system R, S, T, of the rectified voltage u_d, of the currents through the S.C.R. $T1$ and the diode $D1$ and of the line-current i_{11} are shown in Fig. 2. In the same figure, the diagram of the control-pulses of the S.C.R.'s is also shown.

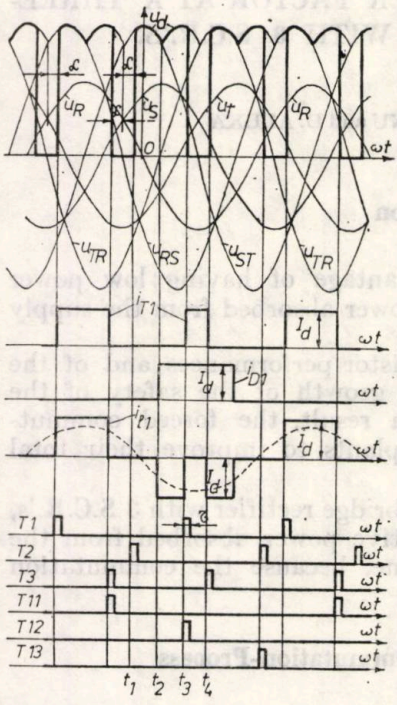


Fig. 2

The waveforms were drawn in the hypothesis that the three-phase system is symmetrical and the input-voltages are perfectly sinusoidal. Also, the inductance, placed in series with the load, is of a very large value, and so, the load current I_d is constant.

At the moment t_1, the S.C.R. $T2$ is turned on and during the interval $[t_1, t_2]$ $T2$ and $D3$ are in condition.

In Fig. 2, α means the control-angle.

At the moment t_2, the load-current commutates from $D3$ on $D1$ and during the interval $[t_2, t_3]$, $T2$ and $D1$ are in conduction.

At the moment t_3, control pulses are applied on the S.C.R.'s $T12$ and $T1$. The S.C.R. $T1$ cannot turn on because it is reverse polarized by the u_{RS} voltage.

The S.C.R. $T12$ will turn-on and the discharge-current of the capacitor $C2$ is:

$$(1) \qquad I_{C2} = \sqrt{6}\,E\sqrt{\frac{C_2}{L_2}}\sin\frac{t}{\sqrt{L_2\,C_2}}\,,$$

In the relation (1), E means the r.m.s. value of the phase voltage.

The discharge takes places through the S.C.R. $T2$, as long as $i_{C2} \leqslant I_d$. Further, the current i_{C2} will circulate through the diode $D12$, as long as $i_{C2} \geqslant I_d$, and the rectified voltage u_d is with only 0.6 V above u_{SR}. At the moment when the current i_{C2} will be lower than I_d, the diode $D12$ will turn-off. In the same time the S.C.R. $T12$ will turn-off.

The electro-motive voltage generated by L_d will polarize directly the S.C.R. $T1$. This S.C.R. and the diode $D1$ will form a path of discharge, the load current going through $D1$ and $T1$. From this moment, the rectified voltage is practically zero.

Since the voltage with that the main S.C.R. is reverse polarized is low (0.6 V), for the safe turn-off commutation of this is necessary that the time of reverse polarization, t_i, to be larger than twice the turn-off time of the S.C.R. So, we have:

$$t_4 = \sqrt{L_2 C_2}\left(\pi - 2 \arcsin \frac{I_d}{\sqrt{6}\,E}\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}\right) \geqslant 2\,t_q. \tag{2}$$

The S.C.R. T 1 can be turned on only after the turn-off of the S.C.R. T 2. The time-interval of the control pulse, τ, must satisfy the inequality:

$$\tau \geqslant \pi \sqrt{L_2 C_2}. \tag{3}$$

At the moment t_4, the S.C.R. T 3 is turned on. So, the S.C.R. T 1 will turn off, due to the negative polarity across the S.C.R. T 1. The S.C.R. T 3 and the diode D 1 are in conduction, and the process is from this moment periodically.

Considering the time interval, during which the main S.C.R. is turned off, negligible, the average rectified voltage is:

$$\overline{U}_d = \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\pi/6+\alpha}^{\pi/6} \sqrt{6}\,E \cos \omega t \, \mathrm{d}(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}\,E}{\pi} \cdot \frac{1 - \sqrt{3}\sin\alpha + \cos\alpha}{2}, \tag{4}$$

and the rapported control characteristic is:

$$\frac{\overline{U}_d}{\overline{U}_{d0}} = \frac{1 - \sqrt{3}\sin\alpha + \cos\alpha}{2}. \tag{5}$$

In relation (5), $\overline{U}_{d0}$ means the maximum value of the average rectified voltage, for the control angle $\alpha = 0$.

Using the relation (5), the rapported control characteristic is given in Fig. 3. This characteristic has a good linearity.

The r.m.s. value of the fundamental of the line-current is:

$$I_1 = \frac{\sqrt{6}\,I_d}{\pi} \cdot \frac{1 - \sqrt{3}\sin\alpha + \cos\alpha}{2}, \tag{6}$$

and the active power delivered to the load is:

$$P_1 = 3\,EI_1 \cos\varphi_1 = 3\,EI_1 = \frac{3\sqrt{6}\,EI_d}{\pi} \cdot \frac{1 - \sqrt{3}\sin\alpha + \cos\alpha}{2}. \tag{7}$$

We can calculate the r.m.s. value of the line-current with the relation:

$$I_{l1} = I_d \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{2\alpha}{\pi}}, \tag{8}$$

and we can also obtain the apparent power absorption from the supply:

$$S_1 = 3\,EI_{l1} = 3\,EI_d \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{2\alpha}{\pi}}. \tag{9}$$

The total power factor results:

$$\lambda = \frac{P_1}{S_1} = \frac{1 - \sqrt{3}\sin\alpha + \cos\alpha}{2\sqrt{\frac{\pi^2}{9} - \frac{\alpha\pi}{3}}}. \tag{10}$$

The variation of the total power-factor, λ, vs. the rapported average value of the rectified voltage is shown in Fig. 4, both for the normal bridge rectifier with 3 S.C.R.'s (curve *1*) and for the rectifier with forced commutation from Fig. 1 (curve *2*).

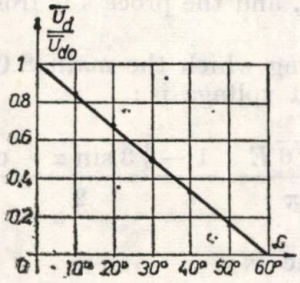


Fig 3

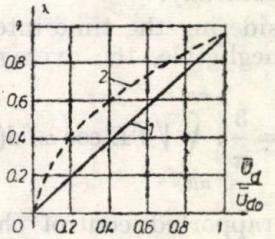


Fig. 4

The rectifier absorbs from the voltage supply only distorting power, owing to the harmonics of the line curent. The R.M.S. value of the harmonic k is given by the relation:

$$I_k = \frac{\sqrt{2}\, I_d}{k\pi}\left[\sin k\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + (-1)^k\left(\sin\frac{k\pi}{3} - \sin k\alpha\right)\right]. \tag{11}$$

The use of filters for eliminating this harmonics would increase the total power factor of the rectifier [2].

3. The Control Circuit of the Rectifier

The block-diagram of the control circuit of the main S.C.R.'s $T\,1$,..., $T\,3$ and of commutation S.C.R.'s $T\,11$,..., $T\,13$ is shown in Fig. 5.

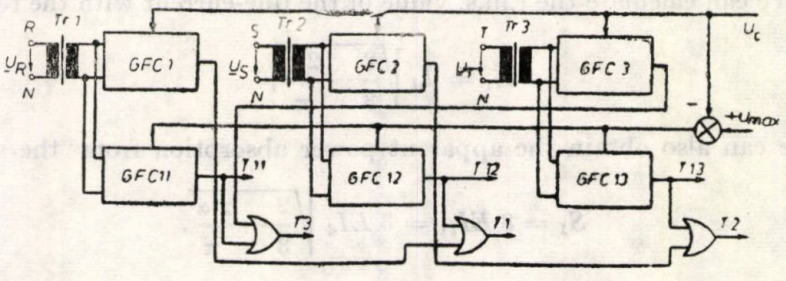


Fig. 5

Only three synchronizing transformers $Tr\,1$,..., $Tr\,3$ are necessary because two gate firing circuits are the same synchronizing voltage.

The gate firing circuits (in fact they are voltage—time convertors) must be designed so that, when the control voltage $U_c = 0$, to assure an output pulse with a phase difference of $\pi/6$ radians, comparing with the synchronizing voltage, that corresponds to a control angle $\alpha = 0$.

In the same time, when $U_c = U_{max}$, the output pulses of the firing circuits must have a phase difference of $5\pi/6$ radians, corresponding of a control angle $\alpha = 2\pi/3$.

We can see, from Fig. 5, that the control voltage of the gate firing circuits $GFC\,11$,..., $GFC\,13$ is $U_{max} - U_c$. So, if $GFC\,1$,..., $GFC\,3$ will deliver pulses corresponding of a control angle α, $GFC\,11$,..., $GFC\,13$ will deliver pulses corresponding to an $2\,\pi/3 - \alpha$ angle.

So, we can have for sure the pulse diagram shown in Fig. 2.

The control voltage U_c must take values between the limits :

$$0 \leqslant U_c \leqslant \frac{U_{max}}{2}, \tag{12}$$

that correspond to a variation of the average value of the rectified voltage between $\overline{U}_{d0}$ and 0.

The signals $T\,1$,..., $T\,3$, $T\,11$,..., $T\,13$ will attack the corresponding S.C.R.'s through the same pulse amplifiers.

4. Conclusions

By using the forced commutation we have a bridge rectifier with 3 S.C.R.'s with improved parameters, characterised by the following properties :

a) the control characteristic $\overline{U}_d/\overline{U}_{d0} = F(\alpha)$ is practically linear ;

b) the total power factor is better than that of the rectifier with forced-commutation proposed in [5] ;

c) the proposed rectifier has the properties of the rectifiers with discharge branch ;

d) the control circuit is rather simple because of the proposed commutation. The cathods of all S.C.R.'s being connected in the same point, the pulse-transformers are not necessary. In addition, as two gate firing circuits are synchronized with the same voltage, the control circuit needs only three synchronizing transformers.

Of course, reversible operation cannot be achieved, as the rectifier is a semi-controlled bridge.

Received, April 30, 1979

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Depenbrock M., *Einphasenstromrichter mit sinusförmigen Netzstrom und gut geglätteten Gleichgrössen.* E.T.Z. — A, 94, 466—471 (1973).

2. Blumschein E., *Vergrösserbarkeit und Aussagekraft des totalen Leistungsfaktors.* Elektrie, **30**, *4*, 190—194 (1976).
3. Heuman K., Schultz W., Schwarz H. G., *Bestehende und zukünftige Möglichkeiten, Netzrückwirkungen von Stromrichter-Anlagen zu beherrschen.* E.T.Z.— A, **98**, *5*, 330—334 (1977).
4. Gölz G., Grumbrecht P., Harms D., Kluzowski B., *Wirkungsweise neuartiger Pulsstromrichter.* E.T.Z. — A, **98**, *5*, 346—349 (1977).
5. Turic L., Alexa D., Lucanu M., *Redresor comandat cu comutaţie forţată care nu solicită putere reactivă reţelei de alimentare.* The Symposium „Optimizing of Developing and Operation of the Electric-Power-Plants", Jassy, October 27—29, 1978, III - 12.

ÎMBUNĂTĂŢIREA FACTORULUI DE PUTERE TOTAL LA UN REDRESOR TRIFAZAT ÎN PUNTE SEMICOMANDATĂ

(Rezumat)

Se prezintă un redresor trifazat în punte semicomandată care nu absoarbe de la reţea putere reactivă. Instalaţia păstrează proprietăţile redresorului cu ramură de descărcare, iar caracteristica de reglaj este practic liniară. Schema de comandă a tiristoarelor rezultă deosebit de simplă datorită procedeului de comutaţie adoptat.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

C.Z. 519.9 : 621.94

SCHEMA LOGICĂ DE COMANDĂ PENTRU DEBLOCAREA AUTOMATĂ A LAMINATULUI LA UN LAMINOR REVERSIBIL*)

DE

COSTICĂ CATANĂ și CORNELIU HUȚANU

1. Introducere

În timpul procesului de laminare din secția Slebing a Combinatului siderurgic din Galați datorită fie degrosărilor prea mari, fie temperaturii scăzute a lingourilor, chiar în cazul degrosărilor normale, se producea în mod frecvent blocarea lingourilor între cilindrii orizontali. Acest fenomen avea ca rezultat o creștere însemnată a curentului absorbit de motoarele de acționare a cilindrilor cajei, conducînd la apariția unor solicitări electromecanice însemnate în motoare, creșterea densității de curent la perii și deteriorarea suprafeței colectorului. În cazul cînd operatorul întîrzia să intervină, se produceau arderi de siguranțe anodice în instalația electronică de putere sau chiar deconectarea acesteia. De asemenea, contactul îndelungat dintre cilindrii cajei și laminat conducea la încălzirea neuniformă a cilindrilor, apariția de tensiuni interne și deteriorarea acestora.

2. Principiul folosit pentru deblocarea automată a laminatului

Înlăturarea neajunsurilor prezentate se poate realiza prin eliminarea imediată a lingoului dintre cilindrii orizontali, cînd s-a constatat blocarea. Acest fapt implică reversarea sensului de rotație a motoarelor de acționare a cilindrilor, reversare necesar a se efectua automat pentru a se elimina inerția inerentă a operatorului.

Realizarea dezideratului expus se propune a se realiza prin separarea, în momentul blocării laminatului, a comenzii manuale și trecerea comenzii motoarelor pe o schemă logică care să permită reversarea lor automată un anumit timp, suficient pentru eliminarea laminatului. Examinînd fig. 1 se observă că în momentul blocării se va alimenta releul R care prin desfacerea contactelor normal închise $1R$ și $2R$ separă comanda manuală și prin închiderea contactelor normal deschise $3R$ și $4R$ permite transmiterea semnalului de reversare de la blocul logic BL.

*) Prezentată parțial la sesiunea științifică a Inst. polit., Iași, 21—23 dec. 1972.

Pentru comandă sînt necesare semnale capabile să permită sesizarea blocării laminatului și care se pot obține din schema instalației electrice existente. Astfel, se pot folosi semnalele de existență a curentului la motoare

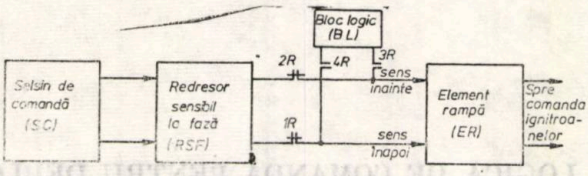


Fig. 1

și a vitezei de laminare pentru fiecare sens de trecere. În cazul în care procesul de laminare decurge normal există ambele semnale — de curent și de viteză — pentru fiecare sens de laminare. La blocarea laminatului semnalul de viteză dispare, rămînînd numai cel de curent. După eliminarea laminatului, prin aducerea la zero a selsinului de comandă, operatorul trebuie să deconecteze blocul logic și să poată continua procesul de laminare.

3. Sinteza schemei logice de comandă (*BL*)

Din analiza condițiilor de funcționare rezultă următoarele specificații pentru blocul logic de comandă :

1° La dispariția semnalului de viteză la laminarea într-un sens, să se elaboreze semnal de comandă pentru reversare și să se deconecteze comanda manuală.

2° Reversarea să dureze un timp determinat, reglabil, astfel ca lingoul expulzat să se oprească în apropierea cajei.

3° Secționarea schemei de comandă și transmiterea semnalelor de reversare să se realizeze cu același releu, R, pentru ambele sensuri de laminare.

4° După eliminarea lingoului și oprirea acestuia să se poată relua comanda de către operator numai prin aducerea la zero a selsinului de comandă.

5° Schema logică să asigure interblocarea semnalelor de reversare pentru cele două sensuri de deplasare a laminatului.

Considerînd blocul logic de comandă prin prisma modelului abstract de automat finit [2], [3], se pot stabili următoarele stări distincte : a) starea premergătoare blocării laminatului la mersul înainte ; b) starea care succede blocării laminatului la mersul înainte ; c) starea premergătoare blocării laminatului la mersul înapoi ; d) starea care succede blocării laminatului la mersul înapoi.

Vor fi necesare deci două variabile secundare de stare pentru discriminarea celor patru stări ale automatului.

În vederea sintezei se definesc următoarele variabile de intrare (primare), de stare și de ieșire ale automatului : S_0 — semnal primar corespunzător aducerii la zero a selsinului de comandă; I_i, V_i — semnalele primare de curent și viteză la mersul înainte ; I_n, V_n — semnalele primare de curent și viteză la mersul înapoi ; Y_1, y_1 — semnalele secundare de excitație și de stare pentru blocarea la mersul înainte ; Y_2, y_2 — semnalele secundare

de excitaţie şi de stare pentru blocarea la mersul înapoi ; R — semnalul de ieşire pentru comanda releului.

Avînd în vedere cele stabilite mai sus, evoluţia automatului este prezentată în diagrama de faze din fig. 2. Prin τ_n şi τ_i s-au notat duratele de reversare la blocarea în sens direct şi respectiv în sens invers. Pentru mărirea siguranţei s-a impus deconectarea releului R în momentul aducerii la zero a selsinului de comandă.

În condiţiile descrise prin diagramă rezultă necesitatea rezolvării următorului sistem de ecuaţii booleene :

$$(1)\quad \begin{cases} Y_1 = f_1\,(S_0, I_i, V_i, I_n, V_n, y_1, y_2), \\ Y_2 = f_2\,(S_0, I_i, V_i, I_n, V_n, y_1, y_2), \\ R = f_3\,(S_0, I_i, V_i, I_n, V_n, y_1, y_2). \end{cases}$$

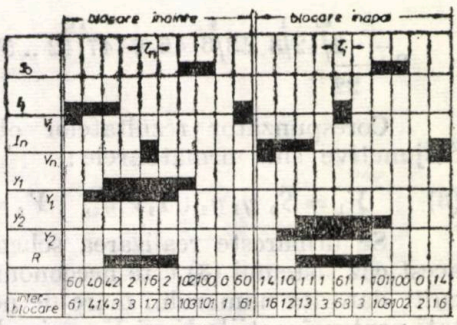


Fig. 2

Avînd în vedere numărul mare de variabile şi faptul că funcţiile din (1) sînt incomplet definite, pentru stabilirea expresiilor minimale este avantajos să se utilizeze metoda simbolică [1]. Pentru aceasta, în partea inferioară a diagramei de faze din fig. 2 s-au stabilit în octal numerele de stare, ultimul rînd conţinînd numerele de stare rezultate din condiţia de interblocare a semnalelor de reversare. În aceste condiţii sistemul (1) poate fi scris explicit prin următoarele simboluri de marcare :

$$(2)\quad \begin{cases} Y_1 = D^{S_0 I_i V_i I_n V_n y_1 y_2}_{\substack{1:(2,\,16,\,40,\,42)\\ 0:(0,\,1,\,3,\,17,\,41,\,43,\,60,\,61,\,100,\,101,\,102,\,103)}} \\ Y_2 = D^{S_0 I_i V_i I_n V_n y_1 y_2}_{\substack{1:(1,\,10,\,11,\,61)\\ 0:(0,\,2,\,3,\,12,\,13,\,14,\,16,\,63,\,100,\,101,\,102,\,103)}} \\ R = D^{S_0 I_i V_i I_n V_n y_1 y_2}_{\substack{1:(1,\,2,\,11,\,16,\,42,\,61)\\ 0:(0,\,10,\,14,\,40,\,60,\,100,\,101,\,102)}} \end{cases}$$

Folosind situaţiile de indiferenţă la realizarea listelor de adiacenţe pentru fiecare funcţie din (2), rezultă următorii implicanţi esenţiali :

a) pentru Y_1,

$$20\overline{}\,\frac{\overset{40}{2}/\overset{4}{42}/6\ \overset{10}{46}/12\ 52\ 16\ 46}{22} \quad \rightarrow D^{S_0 I_i V_i I_n V_n y_1 y_2}_{0\ \underline{0\ 0\ 0\ 0}\ 1\ 0} = \overline{S}_0\, y_1\, \overline{y}_2\,,$$

$$10\overline{0}\,\frac{\overset{2}{40}/\overset{4}{42}/44\ \overset{10}{46}/50\ 52\ 54\ 56}{140} \quad \rightarrow D^{S_0 I_i V_i I_n N_n y_1 y_2}_{\underline{0}\ 1\ 0\ \underline{0\ 0\ 0}\ 0} = I_i\, \overline{V}_i\, \overline{y}_2\,;$$

b) pentru Y_2

$$4\overline{0}\,\frac{\overset{10}{1}/\overset{4}{11}/5\ \overset{20}{15}/21\ 31\ 25\ 35}{41} \quad \rightarrow D^{S_0 I_i V_i I_n V_n y_1 y_2}_{0\ \underline{0\ 0\ 0\ 0}\ 0\ 1} = \overline{S}_0\, \overline{y}_1\, y_2,$$

$$\overline{100}\ \frac{10/11/30\ 31/50\ 51\ 70\ 71}{110} \rightarrow D^{S_0 I_i V_i I_n V_n y_1 y_2}_{0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ \underline{0}} = I_n \overline{V}_n \overline{y}_1;$$

c) pentru R

$$\overline{40}\ \frac{1/11/3\ 13/5\ 15\ 7\ 17/21\ ..\ 37}{41} \rightarrow D^{S_0 I_i V_i I_n V_n y_1 y_2}_{0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1} = \overline{S}_0 y_2;$$

$$\overline{20}\ \frac{2/42/3\ 43/6\ 46\ 7\ 47/12\ ..\ 57}{22} \rightarrow D^{S_0 I_i V_i I_n V_n y_1 y_2}_{0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ \underline{0}} = \overline{S}_0 y_1.$$

Corespunzător rezultatelor obținute mai sus, expresiile minimale disjunctive sînt următoarele:

$$(3) \qquad Y_1 = \overline{S}_0\, y_1 \overline{y}_2 \cup I_i \overline{V}_i \overline{y}_2, \quad Y_2 = \overline{S}_0 \overline{y}_1\, y_2 \cup I_n \overline{V}_n \overline{y}_1, \quad R = \overline{S}_0 y_1 \cup \overline{S}_0 y_2.$$

Se urmărește realizarea schemei de comandă cu circuite NICI. În acest caz sistemul (3) este neeconomic să fie implementat cu astfel de circuite datorită numărului mare de negări. Avînd în vedere implicații rezultați pentru funcțiile Y_1 și Y_2, primele două expresii din (3) se mai pot scrie

$$(4) \qquad Y_1 = \overline{S}_0(\overline{V}_1)\, y_1 \overline{y}_2 \cup (\overline{S}_0) I_i \overline{V}_i \overline{y}_2, \quad Y_2 = \overline{S}_0(\overline{V}_n) \overline{y}_1\, y_2 \cup (\overline{S}_0) I_n \overline{V}_n \overline{y}_1,$$

în care s-au introdus avantajos variabile redondante.

Ținînd cont de (4), sistemul (3) implementat cu funcții NICI devine:

$$(5) \qquad Y_1 = S_0 \downarrow V_i \downarrow y_2 \downarrow (y_1 \downarrow I_i), \quad Y_2 = S_0 \downarrow V_n \downarrow y_1 \downarrow (y_2 \downarrow I_n),$$
$$R = S_0 \downarrow (y_1 \downarrow y_2).$$

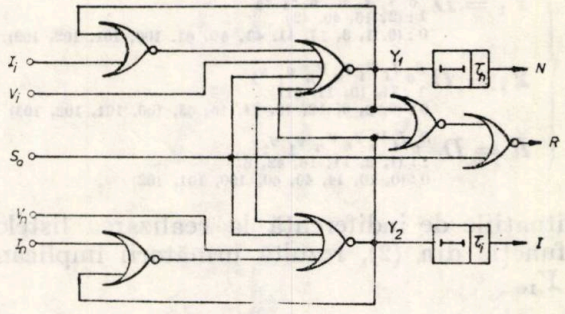


Fig. 3

Logigrama corespunzătoare sistemului (5) este prezentată în fig. 3. Prin N și I s-au notat semnalele de comandă, temporizate, pentru reversarea sensului de mers corespunzătoare funcțiilor Y_1 și Y_2.

4. Analiza funcționării schemei sintetizate

Schema de comandă realizîndu-se cu un circuit secvențial asincron cu reacții directe este necesar să se verifice dacă nu se pot manifesta fenomene de concurs (hazard) în timpul funcționării. Posibilitatea manifestării hazardului este legată de considerarea apariției și dispariției simultane a

semnalelor de curent și viteză (v. fig. 2). Fizic acest lucru nu este posibil și trebuie verificat faptul dacă apariția succesivă a acestor semnale poate perturba buna funcționare a schemei.

Pentru a analiza secvențele care interesează se structurează raportul de stare [1], [3]:

$$\frac{S_0\, I_t\, V_t\, I_n\, V_n\, (y_1\, y_2)}{R\,(Y_1\, Y_2)}.$$

Se poate verifica ușor că orice succesiune în apariția semnalelor de curent și viteză la reversare (în perioadele τ_n și τ_t) nu influențează funcționarea schemei. Acest aspect este explicabil prin existența interblocării semnalelor Y_1 și Y_2.

Urmează verificarea secvențelor de continuare a laminării după deblocare. Conform diagramei de faze trebuie să aibă loc următoarele secvențe:

a) la blocarea înainte

$$\frac{100}{0(00)} \xrightarrow{S_0 = 0} \frac{0}{0(00)} \xrightarrow{I_t = V_t = 1} \frac{60}{0(00)};$$

b) la blocarea înapoi

$$\frac{100}{0(00)} \xrightarrow{S_0 = 0} \frac{0}{0(00)} \xrightarrow{I_n = V_n = 1} \frac{14}{0(00)}.$$

În realitate, datorită posibilității de apariție succesivă a semnalelor de curent și de viteză, pot fi generate următoarele secvențe:

a) la blocarea înainte

$$a_1)\ \frac{0}{0(00)} \xrightarrow{I_t = 0,\ V_t = 1} \frac{20}{0(00)} \xrightarrow{I_t = V_t = 1} \frac{60}{0(00)}$$

sau

$$a_2)\ \frac{0}{0(00)} \xrightarrow{I_t = 1,\ V_t = 0} \frac{40}{0(10)} \rightarrow \frac{42}{1(10)};$$

b) la blocarea înapoi

$$b_1)\ \frac{0}{0(00)} \xrightarrow{I_n = 0,\ V_n = 1} \frac{4}{0(00)} \xrightarrow{I_n = V_n = 1} \frac{14}{0(00)}$$

sau

$$b_2)\ \frac{0}{0(00)} \xrightarrow{I_n = 1,\ V_n = 0} \frac{10}{0(01)} \rightarrow \frac{11}{1(01)}.$$

Din analiza efectuată rezultă că apariția semnalului de curent înaintea celui de viteză conduce la o funcționare anormală cu reversarea nedorită a sensului de mers. Pentru evitarea concursului între semnale este necesară întîrzierea semnalului de curent pentru ambele sensuri de laminare.

5. Realizarea și experimentarea comenzii de deblocare

Schema de comandă a fost realizată cu module logice tranzistorizate din seria „Логика ET", existente în instalațiile din secția Slebing a Combinatului siderurgic din Galați. În fig. 4 este prezentată schema instalației realizate și completată conform concluziilor din § 4. Temporizarea pentru reversare s-a reglat la circa 4 sec. Întîrzierea necesară pentru semnalele de curent este foarte mică și s-a realizat cu elemente pasive *RC* (blocurile D_i și D_n).

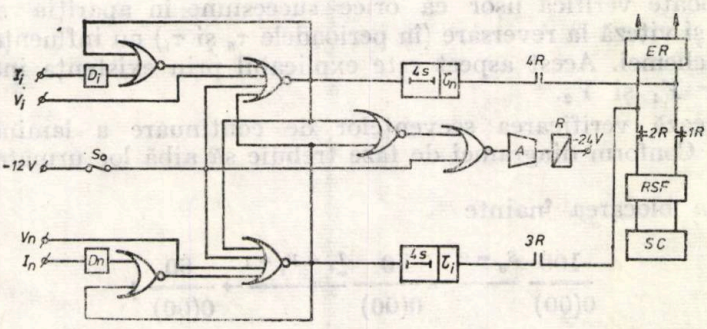


Fig. 4

Experimentarea schemei a dat deplină satisfacție, neajunsurile menționate inițial fiind eliminate. O astfel de instalație poate fi folosită în orice laminor reversibil, cu adaptările minime necesare.

Primită la 26 martie 1979

Combinatul siderurgic, Galați
și
Institutul politehnic, Iași,
Catedra de utilizările energiei electrice și automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Reus N., *Tratarea simbolică a schemelor de comutație.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1971.
2. Murgan A., *Tehnici numerice.* Fasc. 1, Inst. polit., Buc., 1974.
3. Huțanu C., *Circuite logice și comenzi numerice.* Inst. polit., Iași, 1978.

CIRCUIT LOGIQUE POUR DÉBLOCAGE AUTOMATIQUE DES LAMINÉS DANS UN LAMINOIRE

(Résumé)

On presénte la synthèse d'un circuit logique pour déblocage automatique des laminés dans un laminoire dégrossisseur à brames.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.791.75

VERWENDEN DES MAGNETISCHEN FREQUENZVERDOPPLERS ALS SPEISEQUELLE FÜR DAS SCHWEISSEN MIT ELEKTRISCHEM LICHTBOGEN

VON

RODICA OLÁH und IOSIF OLÁH

1. Einleitung

Die Entwicklung der, auf Grund der Verwendung von Dünnblechen aus nichteisenhaltigen Metallen beruhenden Tehnologien, hat in letzter Zeit ein immer größeres Interesse erweckt, für das elektrische Schweißen bei höherer Frequenz.

Die üblichen Speisequellen für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen erweisen viele Nachteile, da sie aus Gruppen von rotativen Maschinen bestehen und veränderliche Induktanzen in Reihe geschaltet haben.

Andererseits wird unter anderen möglichen Anwendungen in der technischen Literatur, die sich auf statische magnetische Frequenzmultiplikatoren bezieht [1] ... [3] auch das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen erwähnt.

In vorliegender Arbeit wird ein Experimentalstudium über das Verhalten des statischen magnetischen Frequenzverdopplers in Wechselbeziehung auf den tehnologischen Bedarf des handbetrieblichen Schweißens mit elektrischem Lichtbogen, durchgeführt [4]. Dieses Studium wird vorgenommen um in unserem Land statische Aggregate zu projektieren und zu bauen, die auf dem Prinzip des magnetischen Frequenzverdopplers beruhen und für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen bei 100 Hz benötigt werden.

2. Erforderliche technische Bedingungen und die angenommene Lösung

Dem statischen Aggregat für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen werden folgende technische Bedingungen gestellt: a) es soll die aktive einphasige Last, die durch den elektrischen Lichtbogen dargetellt ist, bei 100 Hz einspeisen; b) eine fallende externe Kennlinie besitzen, die notwendig ist um bei Längenänderungen des Lichtbogens den termischen Zustand einzuhalten; c) außer Frequenzverdoppler auch als Niederspannungstransformator dienen; d) einen Ober schwingungsarmen Spannungsverlauf bei 100 Hz und eine große Steilheit beim Nulldurchgang aufweisen; e) eine elektrische Änderung des Schweißzustandes in gegebenen

tehnologischen Grenzen bieten; f) das Drehstromnetz symmetrisch belasten auch bei einer großen einphasigen Last; g) ein gutes dynamisches verhalten haben, bei schnellen Laständerungen, eigen dem Schweißen mit elektrischem Lichtbogen; h) das übliche Transformatoren blech benützen.

Die Gesamtheit der oben erwähten Bedingungen führt zu dem einphasigen Schema des Frequenzverdopplers, das aus zwei Elementen besteht und vom Drehstromnetz gespeist wird (Abb. 1). In diesem Schema und auch weiterhin werden mit Index 1 die Größen die sich auf den Primär, mit 2 jene die sich auf den Sekundär beziehen und mit c die Gleichstrom Steuerwicklung bezeichnet. Die elementaren Verdoppler werden mit I bzw. mit II notiert, A und B stellen die identischen magnetischen Kerne jedes elementaren Verdopplers dar; n_1 und n_2 ist die Anzahl der Kerne die von der Primär- bzw. Sekundärwicklung umfast werden.

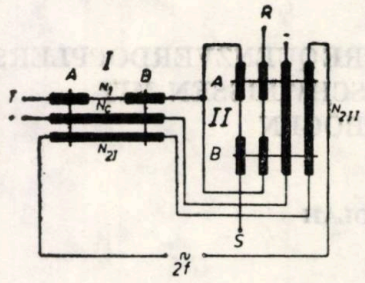


Abb. 1

Das typische Verhalten des magnetischen Frequenzverdopplers als Strombegrenzer wird bei anderen Anwendungen als nachteilig angesehen, da er eine longitudinale kapazitive Kompensation für das Erstarren der externen kennlinien notwendet. Eben dieser Nachteil erfüllt die Bedingung b) und wird in Schemen für elektrisches Schweißen verwendet. Durch Änderung der magnetomotorischen Steuerspannung wird Bedingung e), und da der nichtstationäre Betrieb des statischen magnetischen Verdopplers bei sprunghafter Änderung der Lastimpedanz 2...3 Spannungsperioden nicht überschreitet [2] Bedingung g) erfüllt.

3. Experimentalstudium über das Verhalten des magnetischen Frequenzverdopplers als Speisequelle für das Schweissen mit elektrischem Lichtbogen bei 100 Hz

Das Experimentalstudium des magnetischen Frequenzverdopplers aus der Sicht der Erfordernisse des Schweißvorgangs mit elektrischem Lichtbogen, wurde für das Versuchschema aus Abb. 1 durchgeführt, wobei das übliche Transformatorenblech M6X von 0,3 mm verwendet wurde.

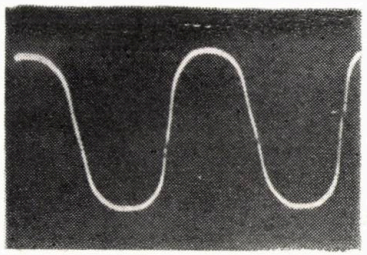
Es wurde das Auswirken der Intensität des Steuermagnetfeldes H_c und des Maximalwertes der Induktion $B_{\sim m}$ der Grundwelle auf die Kurvenform der Leerlaufspannung U_{20} (Abb. 2) und des Sekundärkurzschlußstromes I_{2sc} (Abb. 3) verfolgt, sowie auf den durch die Beziehung:

$$K_t = \frac{U_{20} N_1 n_1}{U_1 N_2 n_2}$$

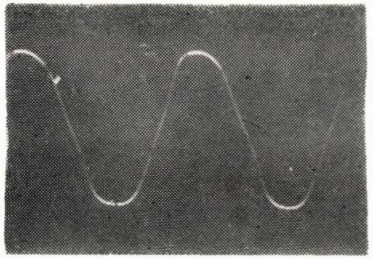
definierten Wert des Transformationsverhältnisses.

Zu diesem Zweck wurden folgende Abhängigkeiten dargestellt: $K_t = f(H_c)$ für $B_{\sim m} = \text{const.}$ (Abb. 4) und bzw. $K_t = f(B_{\sim m})$ für $H_c = \text{const.}$ (Abb. 5).

$B_{\sim m}$=51,0 T

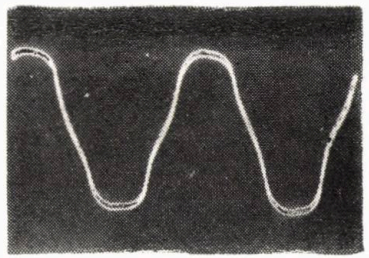


a — H_c = 3 A/cm

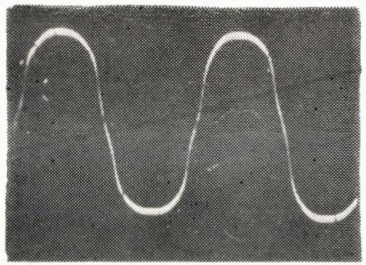


b — H_c = 5,5 A/cm

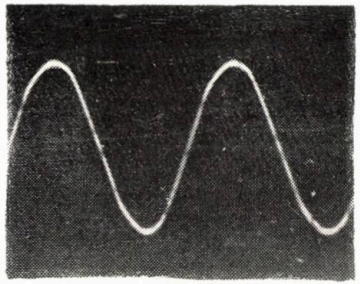
$B_{\sim m}$ = 1,2 T



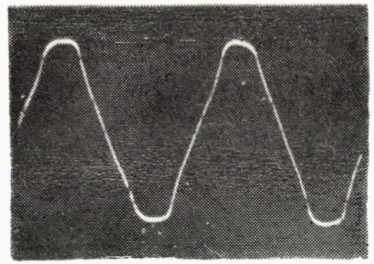
c — H_c = 30 A/cm



d — H_c = 5,5 A/cm

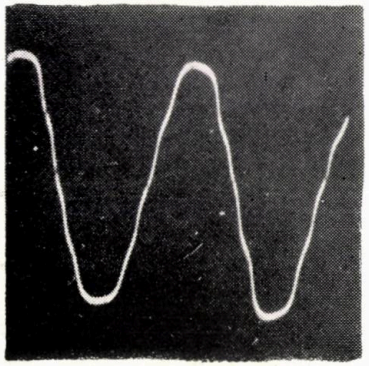


e — H_c = 15 A/cm

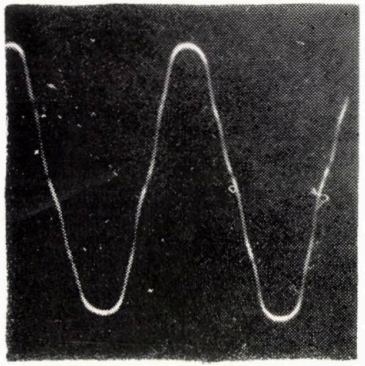


f — H_c = 37 A/cm

Abb. 2

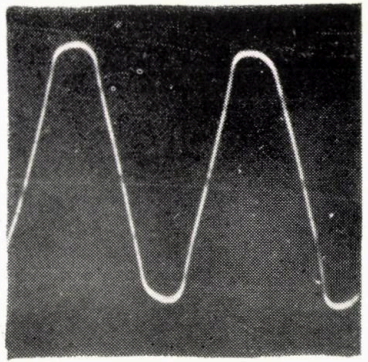


g — $H_c = 15$ A/cm

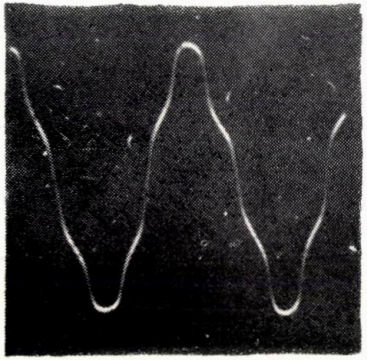


h — $H_c = 25$ A/cm

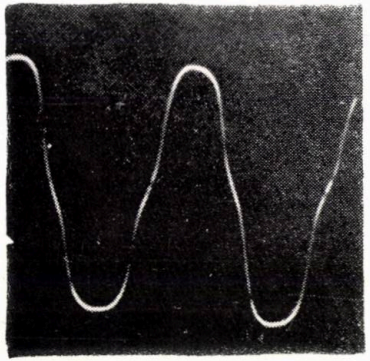
$B_{\sim m} = 1{,}45$ T



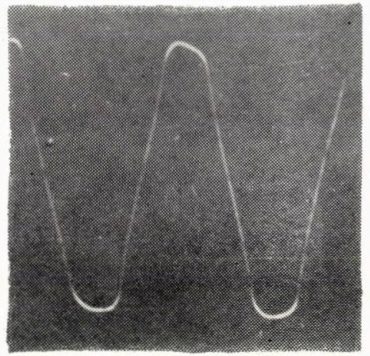
i — $H_c = 40$ A/cm



j — $H_c = 15$ A/cm



k — $H_c = 25$ A/cm

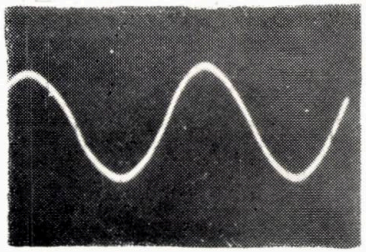


l — $H_c = 45$ A/cm

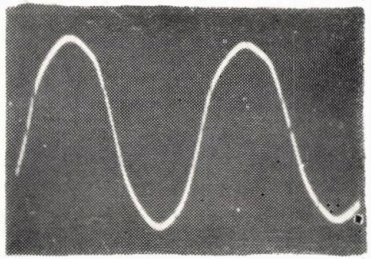
$X = 2$ ms/div ; $Y = 5$ V/div $\times$ 10

Abb 2.

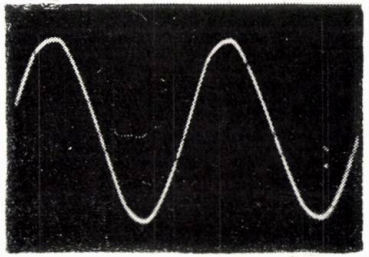
$B_{\sim m} = 1{,}05$ T



a — $H_c = 3$ A/cm ; Y : 0,05 V/div.

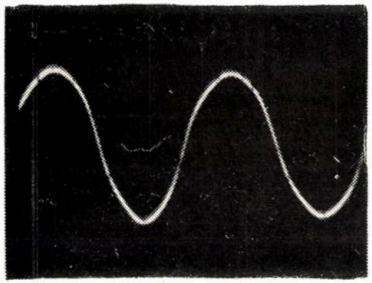


b—$H_c = 5{,}5$ A/cm ; Y : 0,05 V/div.

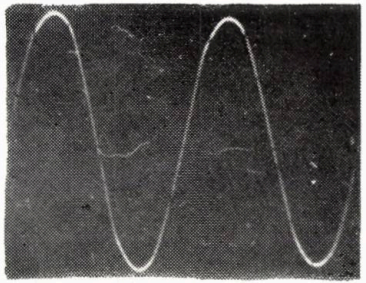


c — $H_c = 30$ A/cm ; Y : 0,2 V/div.

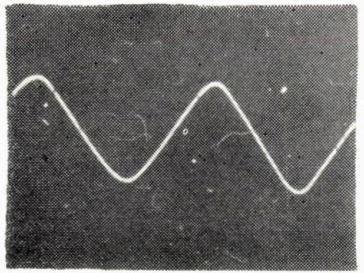
$B_{\sim m} = 1{,}2$ T



d — $H_c = 5{,}5$ A/cm ; Y : 0,1 V/div.



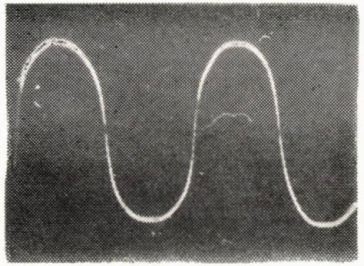
e — $H_c = 1{,}5$ A/cm ; Y : 0,1 V/div.



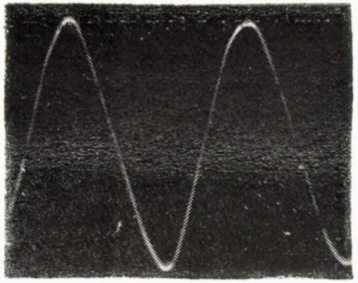
f — $H_c = 37$ A/cm ; Y : 0,5 V/div.

Abb. 3

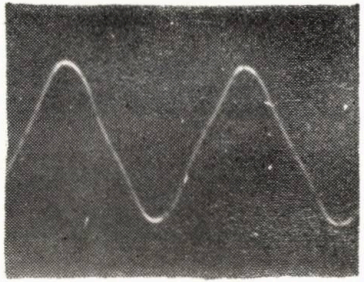
$B_{\sim m} = 1{,}32$ T



g — $H_c = 15$ A/cm ; $Y : 0{,}2$ V/div.

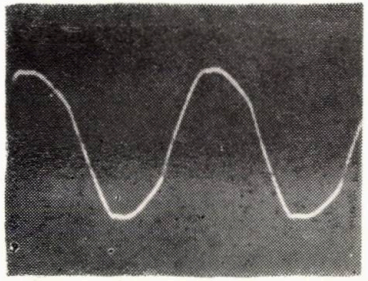


h — $H_c = 25$ A/cm ; $Y : 0{,}2$ V/div

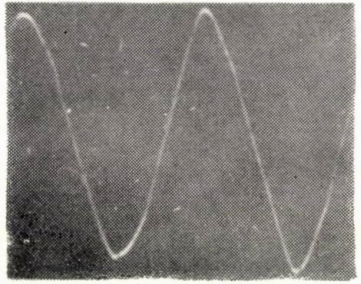


i — $H_c = 40$ A/cm ; $Y : 0{,}5$ V/div

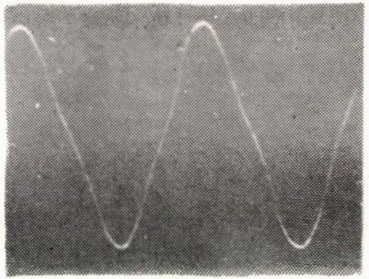
$B_{m} = 1{,}45$ T



j — $H_c = 15$ A/cm ; $Y : 0{,}2$ V/div.



k — $H_c = 25$ A/cm ; Y: 0,2 V/div.



l — $H_c = 45$ A/cm ; $Y : 0{,}5$ V/div

$X : 2$ ms/div.

Abb 3.

In Abb. 6 wurden die Steuerkennlinien $I_{2sc} = f(H_c)$ für $B_{\sim m}$=const. und die Abhängigkeit $K_{Ic} = N_c I_c / N_2 I_{2sc}$ wiedergegeben.

Abb. 7 *a* ... *d* bezieht sich auf die externen Familienkennlinien $U_2 = f(I_2)$, für H_c = const., für vier verschiedene Werte der Grundwelle der Induktion $B_{\sim m}$. Die mit voller Linie dargestellten Kurven begrenzen den nützlichen Bereich für die Änderung des Schweißzustands.

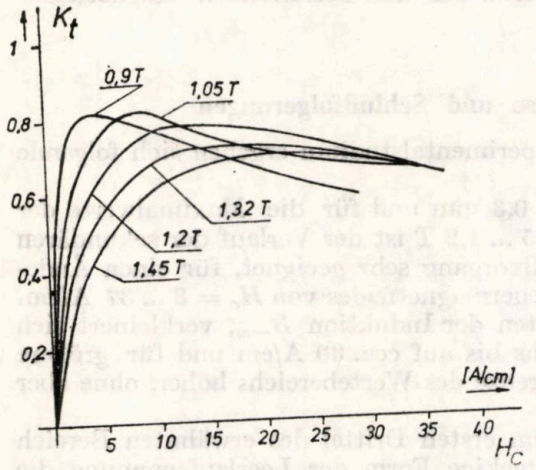


Abb. 4

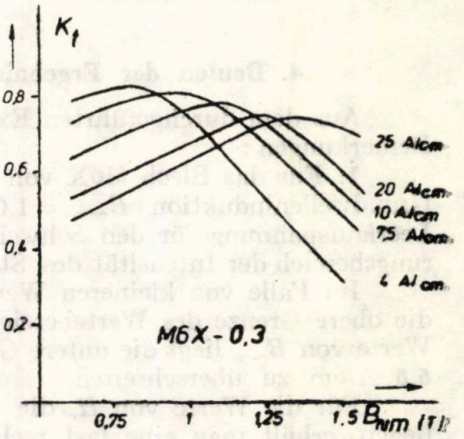


Abb. 5

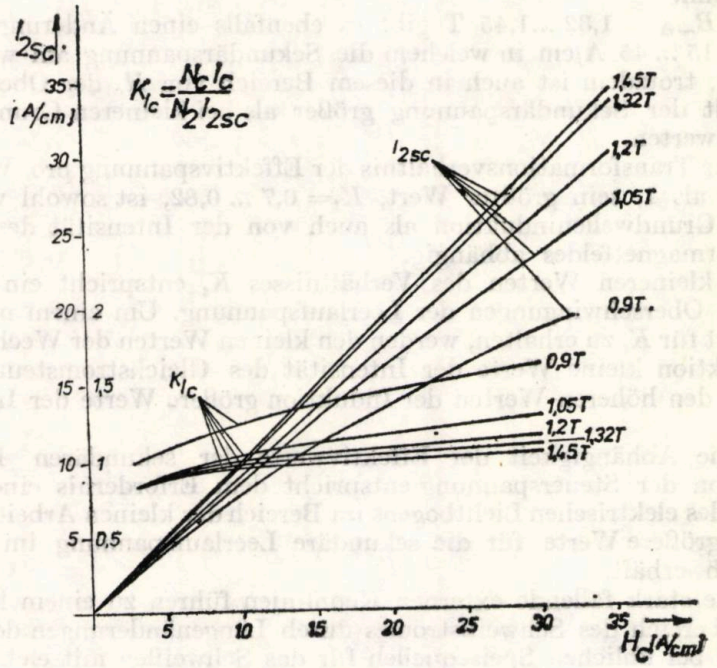


Abb. 6

Andere Lastkennlinien und zwar die Abhängigkeit der Effektivwerte des Primärstromes und des primären Leistungsfaktors von dem Sekundärstrom $I_1 = f(I_2)$ und $\cos\varphi_1 = f(I_2)$ für $B_{\sim m} = 1{,}2$ T und $H_c = 15$ A/cm sind in Abb. 7 *b* wiedergegeben.

Für die Verallgemeinerung der Ergebnisse wurde die Sekundärspannung durch das Verhältnis $U_2N_1n_1/U_1N_2n_2$ und die Primär- und Sekundärströme durch die Effektivwerte der betreffenden Magnetfelder in Abb. 6 und 7 ersetzt.

4. Deuten der Ergebnisse und Schlußfolgerungen

Aus dem durchgeführten Experimentalstudium ergeben sich folgende Bemerkungen :

1. Für das Blech M6X von 0,3 mm und für die Maximalwerte der Grundwelleninduktion $B_{\sim m} = 1{,}05 \ldots 1{,}2$ T ist der Verlauf der sekundären Leerlaufspannung für den Schweißvorgang sehr geeignet, für einen Änderungsbereich der Intensität des Steuermagnetfeldes von $H_c = 3 \ldots 37$ A/cm.

Im Falle von kleineren Werten der Induktion $B_{\sim m}$, verkleinert sich die obere Grenze des Wertebereichs bis auf cca. 30 A/cm und für größere Werte von $B_{\sim m}$ liegt die untere Grenze des Wertebereichs höher, ohne aber 5,5 A/cm zu überschreiten.

Für die Werte von H_c die im ersten Drittel des erwähnten Bereich liegen, erhält man eine fast rechteckige Form der Leerlaufspannung die als ideal für den Schweißprozeß mit elektrischem Lichtbogen angesehen werden kann.

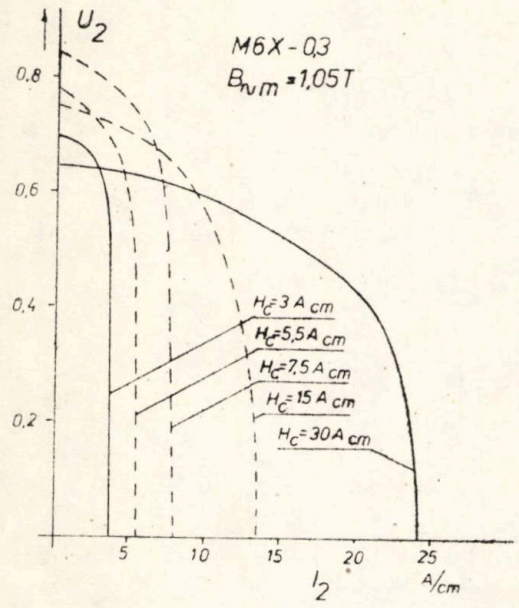
Für $B_{\sim m} = 1{,}32 \ldots 1{,}45$ T gibt es ebenfalls einen Änderungsbereich von $H_c = 15 \ldots 45$ A/cm in welchem die Sekundärspannung am wenigsten entsellt ist, trotzdem ist auch in diesem Bereich von H_c der Oberschwingungsgehalt der Sekundärspannung größer als bei kleineren Grundwelleninduktionswerten.

2. Das Transformationsverhältnis der Effektivspannung pro Wicklung ist kleiner als 1, sein größter Wert, $K_t = 0{,}7 \ldots 0{,}82$, ist sowohl von dem Wert der Grundwelleninduktion als auch von der Intensität des Gleichstromsteuermagnetfeldes abhängig.

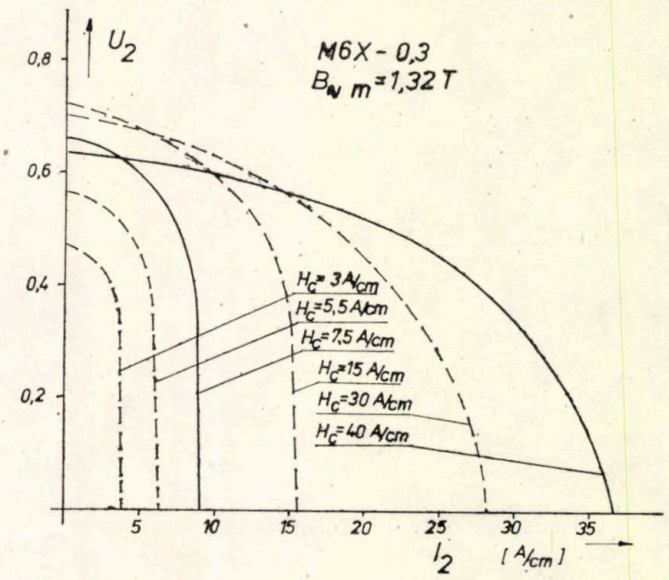
Den kleineren Werten des Verhältnisses K_t entspricht ein höherer Anteil von Oberschwingungen der Leerlaufspannung. Um einem möglichst hohen Wert für K_t zu erhalten, werden den kleinen Werten der Wechselspannungsinduktion kleine Werte der Intensität des Gleichstromsteurmagnetfeldes und den höheren Werten der Induktion größere Werte der Intensität zugestellt.

3. Die Abhängigkeit der Effektivwerte der sekundären Leerlaufspanung von der Steuerspannung entspricht dem Erfordernis einer guten Stabilität des elektrischen Lichtbogens im Bereich der kleinen Arbeitsströme, weil man größere Werte für die sekundäre Leerlaufspannung im unteren Stellbereich erhält.

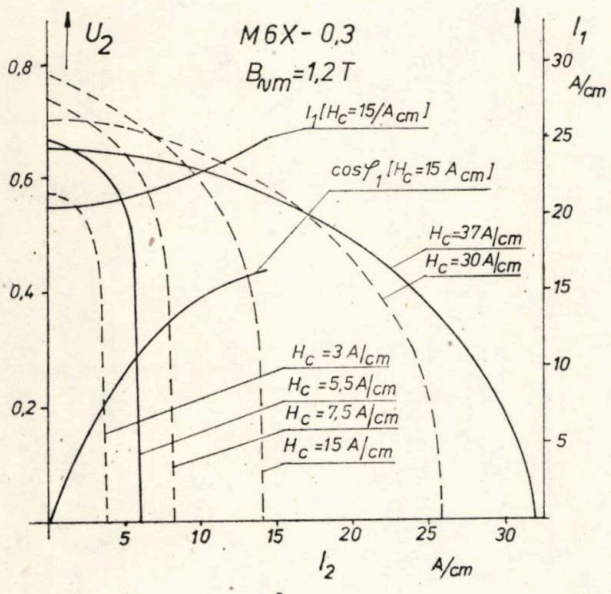
4. Die stark fallende externen Kennlinien führen zu einem kleineren Änderungsbereich des Schweißstromes durch Längenänderungen des Lichtbogens, als bei üblichen Speisequellen für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen.


U2
M6X-0,3
Bνm=1,05T
0,8
0,6
0,4
0,2
Hc=3 A cm
Hc=5,5 A cm
Hc=7,5 A cm
Hc=15 A cm
Hc=30 A cm
5
10
15
20
25
I2
A/cm

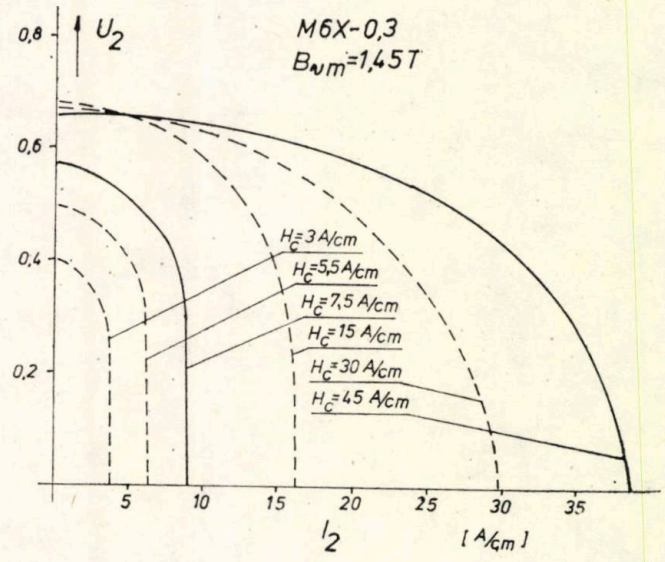
a


U2
M6X-0,3
Bν m=1,32 T
0,8
0,6
0,4
0,2
Hc=3 A/cm
Hc=5,5 A/cm
Hc=7,5 A/cm
Hc=15 A/cm
Hc=30 A/cm
Hc=40 A/cm
5
10
15
20
25
30
35
I2
[A/cm]

c

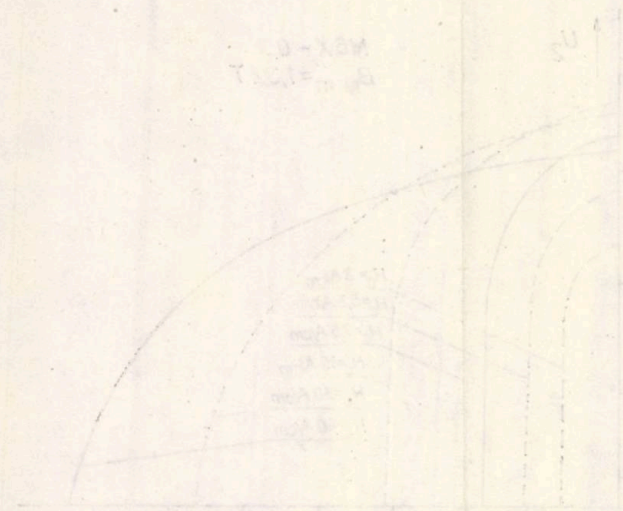

U2
M6X-0,3
Bνm=1,2 T
I1
30
25
20
15
10
5
A/cm
I1[Hc=15/A cm]
cosφ1[Hc=15 A cm]
Hc=37 A/cm
Hc=30 A/cm
Hc=3 A/cm
Hc=5,5 A/cm
Hc=7,5 A/cm
Hc=15 A/cm
0,8
0,6
0,4
0,2
5
10
15
20
25
30
I2
A/cm

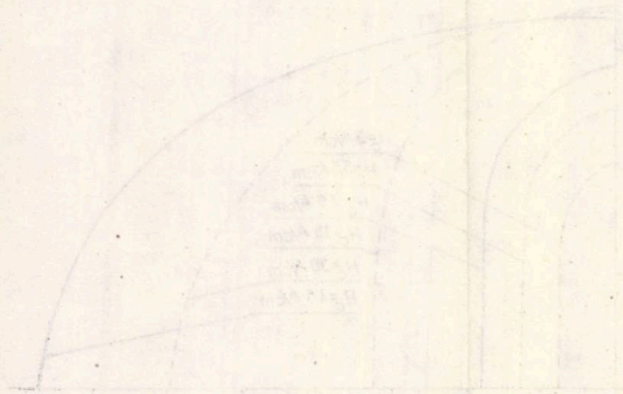
b

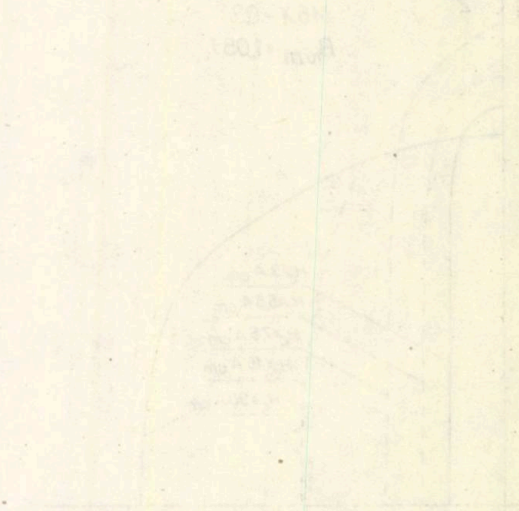

U2
M6X-0,3
Bνm=1,45 T
0,8
0,6
0,4
0,2
Hc=3 A/cm
Hc=5,5 A/cm
Hc=7,5 A/cm
Hc=15 A/cm
Hc=30 A/cm
Hc=45 A/cm
5
10
15
20
25
30
35
I2
[A/cm]

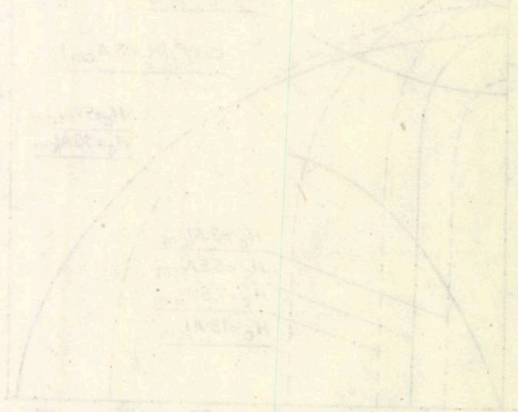
d

Abb. 7









Die Steilheit der externen Kennlinien die bei einer konventioneller Spannung des Lichtbogens bestimmt Wurde, ist $I_{sc} / I_0 = 1{,}0 \ldots 1{,}2$.

5. Die Steuerkennlinie ist für $B_{\sim m} = 1{,}05 \ldots 1{,}45$ T linear und einigermaßen vor dem Wert der Grundwelleninduktion abhängig.

Das Verhältnis der Steuerspannung zur sekundären Kurzschlußspannung ist $K_{I_c} = 0{,}9 \ldots 1{,}25$ für den ganzen nützlichen Änderungsbereich der Intensität des Gleichstromsteuermagnetfeldes.

Die höheren Werte dieses Koeffizienten entsprechen kleineren Werten der Induktion $B_{\sim m}$.

6. Die Änderungsgrenzen der Intensität des Gleichstromsteurmagnetfeldes werden von der magnetischen Sättigung durch die Steuerspannung im oberen und bzw. von der Notwendigkeit eines stabilen Lichtbogens im unteren Bereich bestimmt, um den Schweißzustand zu regeln.

Für das Blech M6X von 0,3 mm ergibt sich die untere Grenze $H_{c\,min} = 3 \ldots 7{,}5$ A/cm und die obere Grenze $H_{c\,max} = 30 \ldots 45$ A/cm für die Werte von $B_{\sim m} = 1{,}05 \ldots 1{,}45$ T; den größeren Grenzwerten entsprechen größere Induktionswerte.

7. Wenn man kleinere Werte für $B_{\sim m}$ und H_c annimmt so erhält man einen idealen Verlauf der sekundären Leerlaufspannung im Bereich kleinerer Schweißströme, was zur Stabilitätsverbesserung des elektrischen Lichtbogens wesentlich beiträgt, während höhere Werte dieser Größen zu einer wirtschaftlicheren Dimensionierung führt.

8. Änderungen des Schweißzustandes durch Änderung des Steuermagnetfeldes im erwähten Bereich, kann man in den Grenzen $I_{sc\,max} / I_{sc\,min} = 4 \ldots 6$ erhalten, die größeren Werte entsprechen kleineren Induktionen $B_{\sim m}$. Dieses Verhältnis ist größer als jene die man durch ständige Stellung bei üblichen Speisequellen für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen erhält.

9. Der Verlauf des sekundären Kurzschlußstromes charakterisiert sich durch eine große Steilheit beim Wulldurchgang und durch eine entsprechende Form im ganzen Stellbereich des Schweißzustandes.

10. Während dem Lastbetrieb besteht zwischen der primären und der sekundären Effektivspannung ein Verhältnis größer als 1, dank der reaktiven Komponente des Primärstromes, der durch Sättigung, was auch die kleinen Werte des primären Leistungsfaktors erklärt, bedingt wird.

Als Schlußfolgerung sollen die guten Eigenschaften des magnetischen Frequenzverdopplers für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen bei 100 Hz hervorgehoben werden, sowie eine Reihe von nützlichen Aspekten für das Projektieren der Speisequellen zum Schweißen, die auf diesem Prinzip beruhen.

Eingegangen am 12. Mai 1979

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektroenergetik
und
Lehrstuhl für Elektroenergieanwendung
und Regelungstechnik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Geyger W. A., *Nonlinear-Magnetic Control Devices.* McGraw-Hill Book Co., New-York, Toronto, London, 1964.
2. Бамдас А. М., Блинов М. В., Захаров Н. В., Шапиро С. В., *Ферромагнитные умножители частоты.* Изд. Энергия, Москва, 1968.

3. Mitrea S., *Contribuţii la sinteza multiplicatoarelor de frecvenţă magnetice statice.* Dokt. Diss., TH Jassy, 1971.
4. Oláh R., Gavrilaş N., Guşă M., Oláh I., *Tehnologii noi în execuţia transformatoarelor de sudare cu arc electric.* Forschungsvertrag, 1978.

UTILIZAREA DUBLORULUI DE FRECVENŢĂ MAGNETIC CA SURSĂ PENTRU SUDAREA CU ARC ELECTRIC

(Rezumat)

Se efectuează un studiu experimental al dublorului de frecvenţă magnetic static, în corelaţie cu cerinţele tehnologice ale sudării manuale cu arc electric. Studiul este condus în vederea proiectării şi realizării în ţara noastră a unor agregate statice pentru sudarea cu arc electric la 100 Hz, bazate pe principiul dublorului de frecvenţă magnetic.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.316.3

CONTRIBUŢII LA IDENTIFICAREA PARAMETRILOR MODELELOR MATEMATICE PENTRU OPTIMIZAREA EXPLOATĂRII ŞI DEZVOLTĂRII REŢELELOR ELECTRICE URBANE

DE

GH. GEORGESCU, AL. POEATĂ şi NINA POEATĂ

1. Cercetările privind raţionalizarea exploatării şi dezvoltării reţelelor electrice urbane sînt de mare actualitate datorită puterilor din ce în ce mai mari vehiculate de acestea.

Dacă sub aspect teoretic, al modelării matematice, s-a avansat foarte mult în adoptarea deciziilor privind exploatarea şi dezvoltarea optimală a reţelelor electrice urbane, se impune în prezent stabilirea cu mai multă precizie a valorilor reale ale diferiţilor parametri ce intervin în aceste modele.

Plecînd de la aceste considerente s-au iniţiat o serie de măsurători în reţelele de distribuţie urbană a trei oraşe cu peste 100 000 locuitori, cu scopul identificării valorilor reale ale unor parametri ce intervin în modelele matematice utilizate în studiile de optimizare a dezvoltării şi exploatării reţelelor urbane.

2. Măsurătorile au constat în ridicarea graficelor de sarcină activă şi reactivă pe perioada de iarnă şi vară în diferite puncte caracteristice ale reţelei, barele de joasă tensiune ale posturilor de transformare precum şi firidele blocurilor de locuinţe, pe un interval de 24 ore. În total s-au ridicat 60 astfel de diagrame (40 în posturile de transformare şi 20 la firidele blocurilor) cu aparate înregistratoare de tip WATTREG.

În fig. 1 sînt date, pentru exemplificare, graficele de sarcină pe 24 ore, pentru puterea activă, reactivă şi aparentă precum şi valorile factorului de putere cos φ şi tg φ la firida unui bloc de locuinţe cu 86 apartamente. În fig. 2 se prezintă aceleaşi grafice obţinute pe barele de joasă tensiune ale unui post de transformare echipat cu un transformator de 630 kVA.

3. Pe baza datelor obţinute şi a prelucrării acestora cu ajutorul calculatorului FELIX C-256, s-au determinat valorile principalilor indicatori care caracterizează curbele de sarcină şi anume: duratele de utilizare a sarcinilor maxime pentru puterea activă şi reactivă ($T_{\max P}$, $T_{\max Q}$), timpul pierderilor (τ), factorul de putere mediu ponderat după puterea activă ($\cos \varphi_{\text{med pond}}$), coeficientul de corelaţie între puterea activă şi reactivă $r((P, Q))$, coeficienţii de încărcare a transformatoarelor din posturile de transformare, la sarcină maximă şi la sarcină medie ($K_{\max}$, K_{med}). Aceşti indicatori au fost determinaţi cu următoarele relaţii [2]:

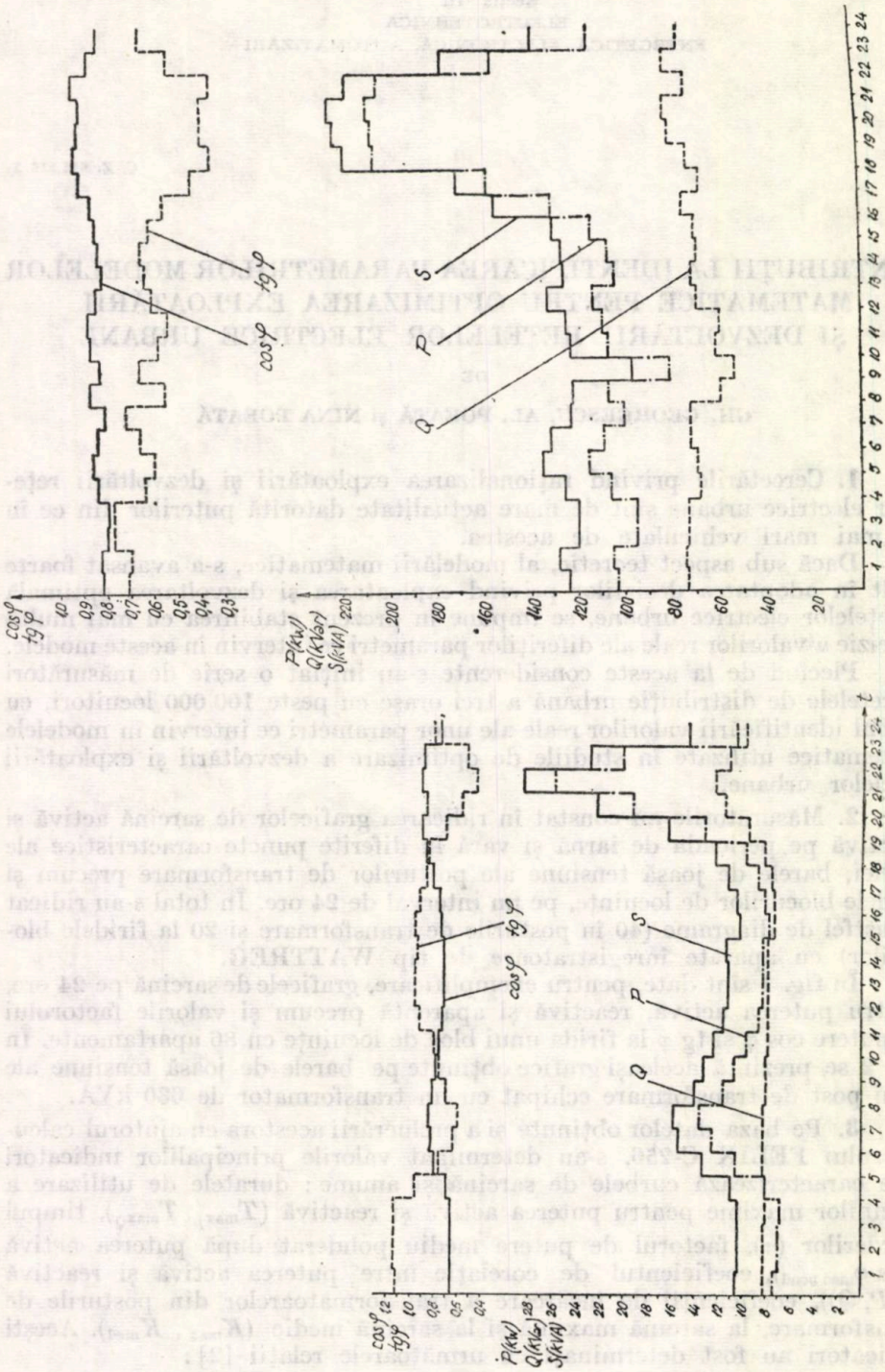


Fig. 2

Fig. 1

$$(1)\qquad T_{\max P} = \frac{\sum_{i=1}^{n} P_i \Delta t_i}{P_{\max}}, \qquad (2)\qquad T_{\max Q} = \frac{\sum_{i=1}^{n} Q_i \Delta t_i}{Q_{\max}},$$

$$(3)\qquad \tau = \frac{\sum_{i=1}^{n} S_i^2 \Delta t_i}{S_{\max}^2}, \qquad (4)\qquad K_{\max} = \frac{S_{\max}}{S_n} 100,$$

$$(5)\qquad K_{\text{med}} = \frac{S_{\text{med}}}{S_n} 100, \qquad (6)\qquad \cos \varphi_{\text{med pond}} = \frac{\sum_{i=1}^{n} P_i \cos \varphi_i}{\sum_{i=1}^{n} P_i},$$

$$(7)\qquad r(P, Q) = \frac{P_{\text{med}} Q_{\text{med}} - (PQ)_{\text{med}}}{\sigma_P \sigma_Q},$$

unde: σ_P reprezintă dispersia valorilor puterii active din graficele de sarcină iar σ_Q — dispersia valorilor puterii reactive din aceleași grafice.

Rezultatele obținute sînt prezentate în tabelul 1, sub formă de valori medii și valori extreme anuale. Valorile anuale ale timpilor de utilizare a sarcinilor maxime active și reactive precum și timpul pierderilor s-au determinat, în ipoteza unor grafice de sarcină constante pe cele două perioade ale anului (vară și iarnă) în care s-au efectuat măsurători. Se precizează că diagramele de sarcină au fost ridicate numai pentru zilele lucrătoare de vară și iarnă dar nu s-a ținut seama la estimarea valorilor din tabelul 1, pentru un an, de influența zilelor nelucrătoare.

Tot în tabelul 1 se indică dispersia (σ), în %, pentru fiecare dintre parametrii determinați, în raport cu valoarea medie.

Tabelul 1

	Posturi de transformare			Firide de blocuri		
	Valori medii	Valori extreme	Dispersia %	Valori medii	Valori extreme	Dispersia %
$T_{\max P}$, [ore/an]	4 950	4 280... 5 450	6,48	3 930	3 450... 4 280	4,83
$T_{\max Q}$, [ore/an]	7 030	6 560... 7 350	6,24	6 020	5 540... 6 390	4,43
τ, [ore/an]	3 780	3 260... 4 150	6,63	2 960	2 520... 3 300	5,42
$\cos \varphi_{\text{med pond}}$	0,835	0,79...0,87	2,53	0,82	0,79...0,86	2,16
$r(P,Q)$	0,84	0,74...0,91	4,1	0,86	0,77....0,92	3,67
$K_{\max}$, [%]	34,5	23... 47,7	5,6	—	—	—
K_{med}, [%]	23,5	16,2 ... 33	4,4	—	—	—

Concluzii

1. Duratele de utilizare a sarcinilor maxime active și reactive (T_{max_P}, T_{max_Q}) precum și timpul pierderilor (τ) au valori mai mari decît cele considerate curent în proiectare. Acest aspect influențează în primul rînd determinarea corectă a pierderilor de energie electrică în rețelele de distribuție urbană, fiind un argument în plus la adoptarea unei tensiuni mai mari pe partea de medie tensiune.

2. Factorul de putere are valori sensibil mai mici pe diferitele trepte ale rețelei de distribuție, față de valorile considerate în proiectare. Acest fapt poate influența în mare măsură soluțiile de compensare a puterii reactive în aceste rețele. Avînd în vedere valorile ridicate ale duratei de utilizare a sarcinii maxime reactive (peste 7 000 ore/an) pe barele de joasă tensiune ale posturilor de transformare, rezultă a fi oportună studierea variantei de compensare a puterii reactive pe barele de joasă tensiune ale posturilor de transformare cu baterii de condensatoare fixe.

3. Valorile coeficienților de încărcare a transformatoarelor din posturile de transformare sînt sub cele recomandate din punct de vedere al regimului optim de funcționare.

4. Coeficientul de corelație între puterea activă și reactivă în aceste rețele este mult diferit de 1, fapt care introduce de asemenea erori în determinarea pierderilor de energie electrică pe baza curbelor precalculate.

5. Se consideră că pentru exploatarea rațională a unei rețele de distribuție urbană este necesar să se efectueze periodic măsurători de tipul celor de mai sus.

Primită la 25 aprilie 1979

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electroenergetică
și
Catedra de electronică și calculatoare

BIBLIOGRAFIE

1. Аберсон М. Л., *Оптимизация регулирования напряжения.* Изд. Энергия, М., 1975.
2. Bercovici M., Arie A., Poeată Al., *Rețele electrice. Calcul electric.* Ed. Tehn., Buc., 1974.
3. Georgescu Gh., Poeată Al., Poeată N., *Rezultate privind parametrii de sarcină ai rețelelor electrice urbane.* Ses. tehn. - șt. „Optimizări în dezvoltarea și exploatarea instalațiilor electroenergetice", Iași, 1978.

CONTRIBUTIONS À L'IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES DES MODÈLES MATHÉMATIQUES POUR L'OPTIMISATION DE L'EXPLOITATION ET DU DÉVELOPPEMENT DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES URBAINES

(Résumé)

On présente des données concernant les régimes réels de chargement des réseaux électriques de distribution urbaine. Les résultats obtenus peuvent être utilisés pour l'exploitation et l'élaboration optimale des calculs de ces réseaux.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.3.016,45

UTILISATION DES GRANDEURS STATIQUES DANS LA RÉPARTITION OPTIMALE DES SOURCES RÉACTIVES

PAR

GH. CÎRŢINĂ

1. Introduction

La répartition optimale des sources réactives dans les réseaux électriques reste un problème d'extrême actualité grâce à l'importance qu'on prête à la réduction des pertes d'énergie dans nos jours.

À cause de leur prix, qui ne cesse pas de diminuer, les condensateurs représentent des sources économiques de puissance réactive dans les réseaux MT et même dans les réseaux BT, [1], [2]. D'autre part, les condensateurs installés pour la production de l'énergie réactive doivent satisfaire aux multiples exigences concernant le réglage de tension, le niveau des harmoniques présentes dans les réseaux etc.

Dans ce qui suit on propose une méthode de répartition économique des condensateurs dans les réseaux bouclés (alimentés à la fois par plusieurs sources, en général deux ou trois). La méthode est basée sur l'utilisation des grandeurs statistiques. On insiste sur le calcul des grandeurs statistiques en fonction de la précision imposée.

2. Relation de base

Les réseaux alimentés à la fois par plusieurs sources sont utilisés de plus en plus fréquement. L'existence de plusieurs sources en parallèle augmente la sécurité d'alimentation en énergie électrique en cas d'avarie. Le problème de la répartition optimale des sources réactives dans tels réseaux est un peu plus compliqué en raison du changement du sens de la circulation des puissances réactives en temps. Dans le cas le plus général, les coefficients de simultanéité des consommateurs sont assez faibles.

En considérant les distributeurs ayant la même section, avec les notations de la fig. 1, il résulte la circulation des puissances réactives ci-dessous :

$$(1) \qquad Q_1 = \sum_{i=1}^{n} K_i q_i, \; K_i = \frac{l_{iB}}{l_{AB}}, \; (i = 1, 2, \ldots, n)$$

$$(2)\qquad \begin{cases} Q_2 = Q_1 - q_1, \ldots, Q_i = Q_1 - (q_1 + q_2 + \ldots + q_{i-1}); \ldots \\ Q_{n+1} = Q_1 - (q_1 + q_2 + \ldots + q_n). \end{cases}$$

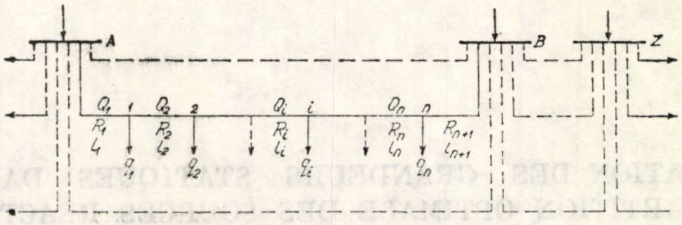


Fig. 1

Si l'on discrétise la puissances des condensateurs, Q_c^{max}, qui doit être répartie dans le réseau, dans des unités élémentaires standardisés, q, (par exemple, $q = 25$ kVar, 50 kVar, etc.), l'installation d'une unité élémentaire dans le noeud (i) va modifier la circulation des puissances réactives comme suit :

$$(3)\qquad \begin{cases} Q_1' = Q_1 - K_1 q, \\ Q_2' = Q_2 - q_1 - K_1 q, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ Q_i' = Q_1 - (q_1 + q_2 + \ldots + q_{i-1}) - K_i q, \\ Q_{i+1}' = Q_1 - (q_1 + q_2 + \ldots + q_i) - K_i q + q, \\ \vdots \\ Q_{n+1}' = Q_1 - (q_1 + q_2 + \ldots + q_n) - K_i q + q. \end{cases}$$

À l'aide des relations (1) ... (3) on trouve que par l'installation d'une unité élémentaire, q, dans le noeud (i), les pertes actives vont diminuer avec:

$$(4)\qquad P = \frac{1}{U_n^2}\left[K_i^2 q^2 R + (1 - 2K_i)\, q^2 R_{iB} - 2q\left(K_i \sum_{l=1}^{n+1} R_l Q_l + \sum_{l=i+1}^{n+1} R_l Q_l\right)\right],$$

où :

$$(5)\qquad R = \sum_{l=1}^{n+1} R_l,\ R_{iB} = \sum_{l=i+1}^{n+1} R_l\,.$$

En totalisant les pertes d'énergie pour une année, il en résulte :

$$(6)\qquad P_a = \rho\left[\alpha - 2K_i \sum_{k=1}^{n+1} R_k \overline{Q}_{km} + 2 \sum_{k=i+1}^{n+1} R_k \overline{Q}_{km}\right] q,$$

où :

$$(7)\qquad \alpha = [K_i R + (1 - 2K_i) R_{iB}]\, q,\ \rho = \frac{mN}{U_n}.$$

Dans les relations ci-dessus on a noté par : $\overline{Q}_{km}$ — la puissance réactive moyenne calculée à partir de m valeurs relevées en 24 heures ; N — le nombre de jours de fonctionnement par année.

L'installation d'une unité élémentaire q dans un autre noeud va se traduire par la modification du coefficient K_i dans les relations (6) et (7). Pour les autres distributeurs de la fig. 1 il faut remplacer les valeurs des résistances, les valeurs des puissances réactives et les coefficients K_i.

3. Le critère d'optimisation

En utilisant le critère des frais actualisés, si l'on tient compte des pertes actives dans les condensateurs installés et du prix de revient de ceux-ci, considéré proportionnel à la puissance réactive plus une constante représentant les frais d'installation de la batterie, on peut calculer le revenu obtenu par l'introduction d'une unité élémentaire, à l'aide de la relation :

$$(8) \qquad dA_i = \beta K_a \Delta P_a - \delta, \quad \text{avec} \qquad (9) \qquad \delta = \gamma q - K_a \beta T p_c q - \mu,$$

où : γ — le prix de revient du kVar installé dans les condensateurs, β — le prix du kWh d'énergie perdue, $K_a = \sum_{r=1}^{10} (1+a)^{-r}$ — un coefficient d'actualisation (a — le taux d'actualisation), p_c — les pertes spécifiques d'énergie dans les condensateurs, μ — la composante constante du prix de revient des condensateurs.

Le schéma logique correspondant est présenté dans la fig. 2, en considérant la restriction :

$$(10) \qquad \sum_{k=1}^{n} j_k q = Q_c^{max}.$$

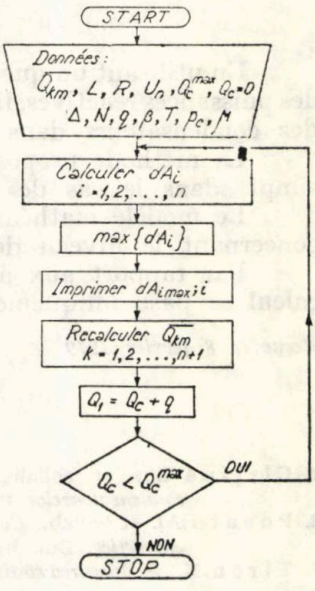


Fig. 2

4. Calcul des grandeurs statistiques utiliseés

On remarque, compte tenu de la relation (6), que le calcul des pertes d'énergie active implique la détermination des valeurs moyennes des puissances réactives pour chaque tronçon. On peut déterminer ces valeurs moyennes soit à partir des courbes de charge, soit à partir de l'énergie réactive transitée.

Il est intéressant à souligner que la précision de la méthode de répartition optima des condensateurs proposée dépend aussi de la précision du calcul des valeurs moyennes utilisées. Une précision exagérée dans le calcul des valeurs moyennes conduit à des dépenses inutiles des forces et resources, tandis que une précision insuffisante conduit à une faible qualité des résultats.

On suppose que les valeurs $(Q_1, Q_2, Q_3, \dots) \in N(\lambda, \sigma^2)$. À partir des ces valeurs on va calculer Q_m qui est différente par rapport à la valeur réele, b.

$$\bar{Q}_m - b = \Delta_{max}, \tag{11}$$

où Δ_{max} — l'erreur limite.

La probabilité que la différece $\bar{Q}_m - b$ ne dépasse pas une certaine valeur est, [3] :

$$P\left(-u_{1-\alpha} < \frac{Q_m - b}{\sigma/\sqrt{m}} < u_{1-\alpha}\right) = 2\,\Phi\left(\frac{Q_m - b}{\sigma/\sqrt{m}}\right) = 1 - \alpha \tag{12}$$

d'où il résulte

$$\frac{Q_m - b}{\sigma/\sqrt{m}} = \Phi^{-1}\left(\frac{1-\alpha}{2}\right) = u_{1-\alpha}. \tag{13}$$

À partir des relations (11) et (13) on trouve le nombre de relevées :

$$m \geqslant \frac{u_{1-\alpha}^2 \sigma^2}{\Delta_{max}^2} \quad \text{ou} \quad (15) \qquad m \geqslant \frac{u_{1-\alpha}^2}{\varepsilon^2}, \tag{14}$$

avec

$$\varepsilon = \frac{\Delta_{max}}{\sigma}.$$

En fonction des valeurs imposées on peut déterminer le nombre, m, des valeurs relevées sur la courbe de charge.

5. Conclusions

En utilisant uniquement les données du réseau et les valeurs moyennes des puissances réactives, il est bien possible à déterminer la répartition optima des condensateurs dans un réseau bouclé.

La méthode proposée pour un réseau bouclé devient beaucoup plus simple dans le cas des réseaux radiaux.

Le modèle mathématique permet l'introduction d'autres restrictions concernant le niveau de tension etc.

Par rapport aux autres méthodes proposées dans la littérature, le calcul se base uniquement sur les énergies transitées.

Reçue le 8 fevrier 1979

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Cîrţină Gh. et collab., *Model matematic de simulare pentru repartizarea economică a condensatoarelor într-o reţea radială.* Energetica, *1*, 29—32 (1977).
2. Poeată Al. et collab., *Contribuţii la optimizarea dezvoltării surselor reactive în sistemele energetice.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXIII (XXVII), *3—4*, s. III, 87—90 (1977).
3. Tiron M., *Prelucrarea statistică şi informaţională a datelor de măsurare.* Ed. Tehn., Buc., 1976

UTILIZAREA MĂRIMILOR STATISTICE ÎN REPARTIZAREA OPTIMĂ A SURSELOR REACTIVE

(Rezumat)

Se prezintă o metodă eficace de repartizare a surselor reactive în reţelele buclate utilizînd valorile medii ale puterilor reactive tranzitate. Se arată condiţiile în care trebuie determinate valorile medii respective.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

УДК 628.973

В СВЯЗИ С МЕТОДОМ РАСЧЕТА ОСВЕШЕНИЯ АМФИТЕАТРОВ*)

В. ПРИСЭКАРУ, РАДУ ФЛОРЕСКУ, ДАН ИОАКИМ и КЛАУДИА БОТЕЗ

1. Введение

В работе излагается вариант расчетного метода точка за точкой, который дает возможность производить фотометрический расчет осветительных установок в амфитеатрах при использовании симметрических или квазисимметрических светильников с прямым распределением.

В предположении что геометрия установки известна (из архитектурных условий и для избежания осцепления) исследуются два варианта фотометрического расчета в зависимости от того насколько соответствующий тип светильника годен или нет.

2. Предварительные соображения

Известно [1] ... [3] что прямое освещение полученое вследствии распределения n светильников известных по их фотометрической кривой, в некой точке P плоскости использования (Q) равняется :

$$E_{P(Q)} = \frac{1}{1\,000} \sum_{j=1}^{n} \left(\Phi_{lj} I_{\alpha jP(1\,000)} \frac{\psi_{jP}}{h_{jP}^2} \cos^3 \alpha_{jP} \right), \tag{1}$$

где : Φ_{lj} — светящиися поток возникший в теле j, $I_{\alpha jP(1\,000)}$ — сила света которую развивает тело j в направлении точки P (отчитаная на фотометрической кривой), α_{jP} — угол высоты соответствующий направлению, $h_{jP} = \overline{MM'}$ — растояние от светильника j до плоскости (π) перпендикулярной к оптической оси последнего и которая проходит через точку P (рис. 1), $\psi_{jP} = \cos \theta_{jP} + \frac{p_{jP}}{h_{jP}} \sin \theta_{jP}$, $\vec{N}_{(Q)}$ и $\vec{N}_{(\pi)}$ нормали в точке P к плоскостям (Q) и соответственно (π), θ_{jP} — угол который образуют эти нормали, $P_{jP} = \overline{M'M''}$ — растояние от точки M к прямой (D) пересечения, плоскостей (Q) и (π).

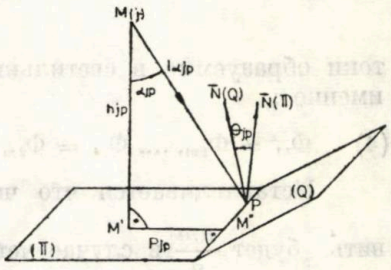


Рис. 1

*) Работа была представлена на третьем польском национальном съезде по освещению в Варшаве, 6 — 7 октября 1977 г.

Для симметрических светильников (или для тех которые могут считаться приблизительно симметрическими) и с прямым распределением, можно найти аналитическое выражение фотометрической кривой формы [4] :

$$(2) \qquad I_{\alpha\,1000} = a_0 + a_1\alpha + a_2\,\alpha^2 + \ldots + a_l\,\alpha^l + \ldots + a_k\,\alpha^k = P_k(\alpha).$$

Для ряда обычно используемых фотометрических кривых могут быть найдены и аналитические приближения формы [3] :

$$(3) \qquad I_{\alpha\,1000} = A\cos\alpha + B\cos^3\alpha + C\cos^5\alpha.$$

3. Вариант I

Считаются известными : а) геометрия осветительной установки, б) тип используемого светильника (из фотометрической кривой). Определяется поток который должен установиться в каждом светильнике в виду обеспечения равномерного освещения на уровне парт амфитеатра.

Р е ш е н и е. Будь случай изображенный на рис. 2, в котором светильники установлены в n рядах и m колонах. Так как и помещение и осветительная установка допускают продольную симметрию (V), по-

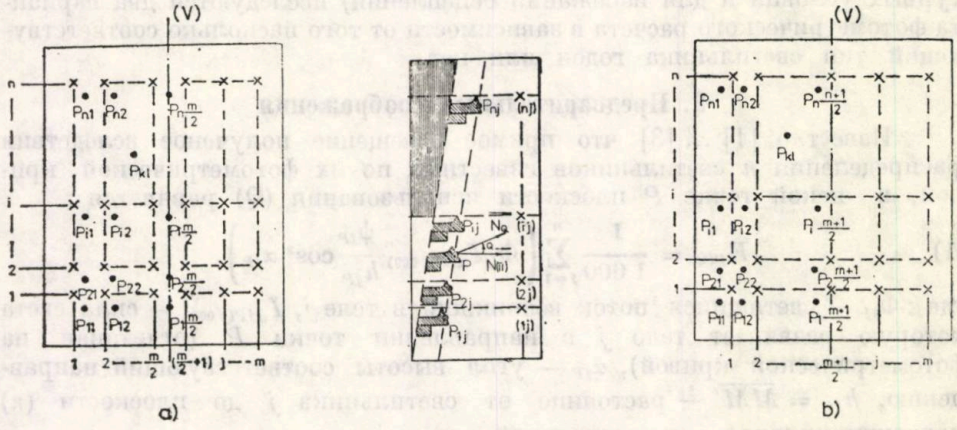


Рис. 2

токи образуемые в светильниках будут равны между собою по два, а именно :

$$(4) \qquad \Phi_{11} = \Phi_{1m},\ \ldots,\ \Phi_{21} = \Phi_{2m},\ \ldots,\ \Phi_{i1} = \Phi_{im},\ \Phi_{i2} = \Phi_{i(m-1)},\ \ldots,\ \Phi_{n1} = \Phi_{nm},\ \ldots$$

Устанавливается что число потоков которое необходимо установить будет $\frac{nm}{2}$ в случае четных m (рис. 2 *a*), или $\frac{n(m-1)}{2} + n = \frac{n(m+1)}{2}$ в случае нечетных m (рис. 2 *b*).

Точки расчета (P_{kl}) выбираются в соответствии с рисунком.

Получаем :

$$(5) \qquad E_{P_{kl}} = \frac{1}{1\,000} \sum_{i=1}^{n} \left(\frac{\psi_{iP_{kl}}}{h^2_{iP_{kl}}} \sum_{j=1}^{m} \Phi_{ij} I_{\alpha_{ijP_{kl}}(1\,000)} \cos^3 \alpha_{ijP_{kl}} \right),$$

$$k = 1, 2, ..., n \; ; \; l = 1, 2, ..., \frac{m}{2} \left(\text{или } \frac{m+1}{2} \right) ; \qquad \Phi_{ij} = \Phi_{i(m-j+1)} .$$

Считается что :

$$(6) \qquad E_{P_{11}} = E_{P_{12}} = ... = E_{P_{kl}} = ... = E_{P_{n\frac{m}{2}}\left(\text{или } \frac{m+1}{2}\right)} = \frac{E_{\text{med}}\, k}{\mu} ,$$

где : E_{med} — среднее освещение предписаное нормами, $1/k$ — коэффициент умаления, μ — коеффициент добавочного освещения благодаря стенам и потолку.

При условиях (6), уравнения (5) образуют систему $nm/2$, соответственно $n(m+1)/2$ линейных уравнений в которой неизвестной являются значения световых потоков, которые должны установится в светильниках.

Расчеты могут быть упрощены если считать что потоки равны для светильников того же ряда. В этом случае число неизвестных (следовательно и точек расчета) сводится к n. Под конец необходимо в этом случае произвести проверку при помощи расчета соотношении $E_{\text{min}}/E_{\text{med}}$ и $E_{\text{max}}/E_{\text{med}}$.

4. Вариант II

Считается известной геометрия осветительной установки.

Определяются : а) тип используемого светильника (значит фотометрическую кривую) б) поток который должен установиться в каждом светильнике в виду обеспечения равномерного освещения на уровне парт амфитеатра.

Р е ш е н и е. Пусть будет помещение как то изображенное на рис. 3, в котором светильники расположены в n рядах и в m колонах. Считается что потоки установившиеся в светильниках одного ряда равны между собой.

Если допускается изображение (2), для фотометрической кривой выбираются $k+1$ колон расчетных точек (рис. 3) ; следовательно можно написать $n(k+1)$ уравнении следующей формы :

$$(7) \qquad E_{P_{lr}} = \frac{1}{1\,000} \sum_{i=1}^{n} \left[\frac{\psi_{iP_{lr}}}{h^2_{iP_{lr}}} \Phi_i \sum_{j=1}^{m} (a_0 + a_1 \alpha_{ijP_{lr}} + ... + a_k \alpha^k_{ijP_{lr}}) \cos^3 \alpha_{ijP_{lr}} \right].$$

$$(l = 1,\ 2,\ 3\ ,..., n \; ; \; r = 1,\ 2,\ 3\ ,...,\ (k+1)).$$

Вводя в уравнения формы (7) условия (6) получается система уравнении 2-и степени в которых неизвестными будут полиномиальные коэффициенты фотометрической кривой (a_0, a_1, a_2 ,..., a_k), и потоки по рядам (Φ_i).

После выбора типа светильника и соответствующих ламп, целесообразно произвести проверку значений освещения в нескольких точках (P_{ir}).

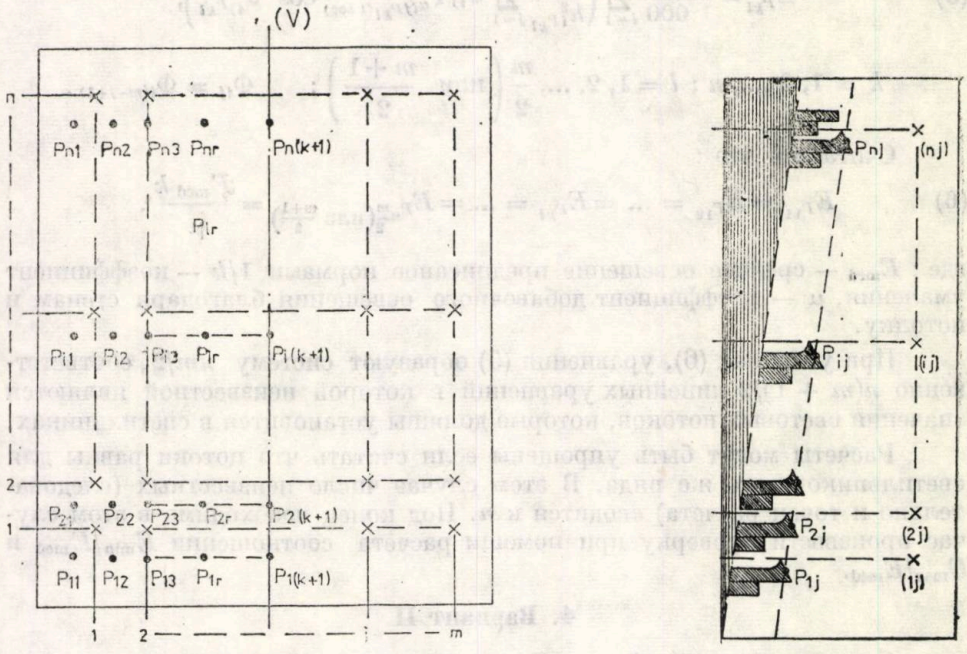


Рис. 3

5. Выводы

1° Указаный метод делает возможным опеределение расчетным путем осветительных установок в амфитеатрах независимо от формы и величны последних. Единственное затруднение метода состоит в более точном определении μ.

2° Метод годный для быстрого решения при помощи электронных вычислительных машин.

3° Вариянт II может быть использованым для исследований при разработке новых типов светильников.

Поступило 18 января 1979 г.

Политехнический институт, г. Яссы,
Кафедра использования электроэнергий и автоматики

ЛИТЕРАТУРА

1. **Henderson S. T., Marsden A. M.,** *Lamp and Lighting*. Edward Arnold (Publ.) Ltd., London, 1972.

2. Мешков В. В., Епанешников М. М., *Осветительные установки* Изд. Энергия, Москва, 1972.
3. Gheorghiu N., Militaru P., *Teoria şi practica iluminatului electric*. Ed. Tehn., Buc., 1970.
4. Rumşinschi L. Z., *Prelucrarea matematică a datelor experimentale*, (пер. с русск.). Ed. Tehn., Buc., 1974.

ASUPRA UNEI METODE DE CALCUL A ILUMINATULUI ÎN AMFITEATRE

(Rezumat)

Se studiază problema calculului instalaţiilor de iluminat din amfiteatre folosind o variantă a metodei punct cu punct. Pentru un anumit corp de iluminat (ales din considerente arhitecturale) şi considerînd valorile impuse pentru iluminare (E_{med}), uniformitate (E_{min}/E_{med}) şi depreciere în timp (K) se determină un sistem de ecuaţii liniare, din care rezultă fluxurile necesare a fi instalate în fiecare corp de iluminat şi distanţele dintre corpuri.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXV (XXIX), fasc. 3—4, 1979
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

RECENZII

BOOK REVIEWS РЕЦЕНЗИИ

SMITH J. RALPH, *Circuits, Devices and Systems.* John Wiley, New York, London, Sydney, Toronto, 1976, 767 pp.

Das Buch ist als ein erster Kursus für die Studenten aller Fachrichtungen der Elektrotechnik gedacht. Es enthält die grundliegende Sätze der Elektrotechnik, führt die verwendete Terminologie und einige moderne Verfahren für Lösung von schwiriegen Problemen aller Fachrichtungen der Elektrotechnik ein.

Die 767 Seiten des Buches sind in drei verteilt.

Teil I gibt eine originelle und sehr interesante Einführung in der Netzwerkanalysis.

Im Teil II sind die elektronischen Anlagen, unter deren auch die neuichsten Erfolge wie die digitalen Anlagen und die Operationsverstärker, präsentiert.

Die elektromechanischen Anlagen bilden den Stoff des dritten Teils. Der Verfasser untersucht hier die Energiequellen und die Energieumwandlung, Problemen von grösser Bedeutung in der gegenwärtigen energetischen Lage.

Der sehr deutliche Styl, die originelle Stoffpräsentierung und die anschaulichen Bilder machen das Buch nützlich für die Studenten und Ingenieure aller Gebiete der Elektrotechnik.

N. Zitron.

HELKE H., *Gleichstrommessbrücken, Gleichspannungskompensatoren und ihre Normale* R. Oldenbourg Verlag, München—Wien, 1974, 318 S.

Es ist sehr angenehm für mich ein Buch von Dr. phil. H a r a l d H e l k e zum zweiten Mal[1]) zu rezensieren. Obgleich es ein klassisches Beschäftigungsgebiet in vollsten Sinne des Wortes scheint, ein Buch über dieses Thema geschrieben, ist seltener als diejenigen die die ungesehene Seite des Mondes behandeln!

Und mit vollem Rechte: wer wagte es den Weg desjenigen zu beschreiten, der um 44 Jahre früher ein echtes Meisterwerk[2]) ergab?

Wenn eine wissenschaftliche und berufliche Autorität, wie die des Herrn Dr. H e l k e, eine solche Verantwortung auf sich nimmt, muß man auf ein erfolgreiches Buch gefasst sein.

Der Verfasser hat mit mühesamer Geduld alle bis heute bekannten — in gleichen Strom betriebenden — Arten der Meßbrücken und Kompensatoren gesammelt, die er dann in zwei einzelnen Kapiteln behandelt hat. Überall sind streng die Funktions-, Empfindlichkeits- und Genauigkeitsbediengungen untersucht. Aber ein Studium der Meßbrücken und Kompensatoren wäre niemals vollständig wenn man auch das wichtige Problem der zusätzlichen Bauelemente, wie zum Beispiel: Spannungs- und Widerstandsnormalelemente, Spannungs- und Stromquellen und Nullindikatoren vernachlässigen würde. Das nimmt der Verfasser vor in den nächsten drei Kapiteln mit derselben Objektivität und Strenge wie vorher. Wer wünscht, ein in Gleichstrom betriebenes Nullmeßverfahren zu haben findet im Buch alles was ihm brauch bar ist.

---

[1]) Meine erste Buchbesprechung behandelte: H. H e l k e, *Messbrücken und Kompensatoren für Wechselstrom.* R. Oldenbourg Vg., München—Wien, 1971.

[2]) J. K r ö n e r t, *Messbrücken und Kompensatoren.* Bd. 1, R. Oldenbourg Vg., München und Berlin, 1935.

Nach dem reichen Literaturverzeichnis beurteilend, stellt das Buch ein Nachbild der wissenschaftlichen Redlichkeit dar. Ein zusätzlicher Beweis dafür ist auch die Tatsache, daß es die neuesten Anschaffungen der Wissenschaft (Stromkomparator, Anwendung des Josephson- Effektes, Anwendung der Operations-Verstärker. u.s.w.) benutzt.

Ein harmonischer und leicht zugänglicher, mit schönen und erzeugenden Zeichnungen ergänzter Text, macht dieses bedeutende Buch widerstandsfähig gegen die Zeit.

P. Pogânceanu

TRÄNKLER H. R., *Die Technik des digitalen Messens.* Erste Aufl., R. Oldenbourg Verlag, München—Wien, 1976, 318 S.

Habent sua fata libelli sagten die Lateiner; *Habent sua vita libelli* würden wir sagen! Weil, wenn ein Buch geboren wird, es allerdings etwas Neues bringt. Das ist der Fall auch mit dem Buch von Prof. Dr. Ing. H. R. Tränkler das, ich hoffe mich nicht zu irren, ein Referenzbuch der Art darstellt.

Das Geleitwort des wohlbekannten Spezialisten, Prof. Dr. Ing. Ludwig Merz — „verehrter Lehrer und früherer Chef" des Verfassers — ist eine Garantie dafür.

Darum hat das Buch einen vorwiegend angewandten Charakter, besitzt eine möglichst einfache Struktur gegenüber den vorkommenden Lehrbüchern.

Die allgemeine Problematik digitaler Messungen ist kurz entworfen im ersten Teil, dann systematisiert man — im zweiten Teil — alle Arten digital — analoger Umsetzer (DAU) und analog — digitaler Umsetzer (ADU). Der dritte Teil — ungefähr eine Hälfte des Inhaltes — ist schließlich dem eingehenden Studium direkter digitaler Messungen nichtelektrischer Größen gewidmet. Dabei findet der Interessierende die Antwort für das Problem digitaler Messung verschiedenartiger nichtelektrischer Grössen, das die Praxis ihm vorlegt. Das Buch ist darum ein kräftiges Erforschungsinstrument. Es gibt nicht nur das Messungsrezept, sondern es ermittelt auch die Einschätzung dynamischer Möglichkeiten und der Genauigkeit für die gewählte Lösung.

Das Buch nimmt eine exhaustive Dokumentation vor, was in reichen Literaturverzeichnis — wobei es zahlreiche Beiträge des Verfassers gibt — zu sehen ist.

In den heutigen Tagen, wenn die stürmische Entwicklung möglichst verschiedenartiger digitaler Messungen in komplexen Zweigen der Industrie die Verarbeitung auf Prozeßrechnern erlauben, wird ein solches Buch ein schätzbarer Ratgeber und Freund.

Als Neuheit von grossem dokumentarischem Wert und einem leicht zugänglichen— jedoch anspruchsvollen — Text, nehmen wir an, daß dieses Buch eine enthusiastische Aufnahme haben wird zwischen denjenigen die sich eingehend mit digitaler Meßtechnit beschäftigen.

P. Pogânceanu

NIEBUHR J., *Physikalische Messtechnik.* Bd. I, *Aufnehmer und Anpasser*; Bd. II, *Messprinzipien und Messverfahren.* R. Oldenbourg Verlag, München — Wien, 1977, 322 S.

Die zwei Bänder des Buches *Physikalische Messtechnik* von Prof. Dr. Johannes Niebuhr behandeln in einer eigenen und angenehmen Weise das wohlbekannte Problem elektrischer Messungen nichtelektrischer Größen.

Bei einer Disziplin, die seit mehr als einem Halbjahrhundert ihren Inhalt festgestellt hat gelingt dem Verfasser eine neue glücklichere Optimierung dieses Inhaltes.

Deshalb hat er seine Arbeit in zwei Teilen konzipiert: erster Teil, der Aufnehmer und Anpasser behandelt und zweiter Teil, der Meßverfahren behandelt.

Die Aufnehmersanalyse betont auf ihrem Aufbau, Kennwerte und Einflußgrößen, dann systematisiert man die Anpasser nach ihren Eingangsgrößen (Spannung, Strom, Ladung, Induktivität, Kapazität). Die Meßverfahren sind auch systematisiert, auf drei Richtungen gehend: die Messung mechanischer Grössen, die Messung der Temperaturen und die Messung der Konzentrationen. Das Studium ist damit sehr vereinfacht.

Das Reichtum angewandter Rechnungen und numerischer Kennwerte liefert dem Leser ein klares Nachbild über die Wirklichkeit.

Die graphische Gestalt ist ausgezeichnet: ein klarer fliessender Text, mit anschaulichen Zeichungen ergänzt, erleichtet das Lesen und die Aneignung des Inhaltes, darum machen wir dem Buch eine freundliche Aufnahme.

P. Pogânceanu

* * * *Anwendungen der Kalman - Filter - Technik. Anleitung und Beispiele.* R. Oldenbourg Verlag, München—Wien, 1977, 352 S.

Der Titel dieses Buches könnte den unvorbereiteten Praktiker verwirren. Statt einiger praktischer Meß- oder Regelverfahren wäre er darauf gefasst, findet er nur ihr mathematisches Sinnbild, eine Reihe abstrakter Algorithmen.

Er hat jedoch nichts zu verlieren, weil auch dieses einen verbindlichen Schritt zu einer praktischen, rationell ausgeführten, Tätigkeit darstellt. Und tatsächlich, stellt die K a l m a n-Filter - Technik ein mathematisches Instrument dar das leistungsfähig ist, den gegenwärtigen und zukunftigen Zustand eines physikalischen Systems abzuschätzen. Das heisst, daß sowohl von deterministischen als auch von nichtdeterministischen (stochastischen) Kenntnisse ausgehend, man eine solche Systemgleichung bauen kann, die am besten die physikalische Wirklichkeit anzunähern vermag.

Da einerseits die Lösung des K a l m a n - Filter - Problems auch die Abschätzung eines zukünftigen Zustands impliziert (also die Prädiktion), ist das möglich nur wenn der stochastische Beiträg normalverteilte Zufallsprozesse G a u ß—M a r k o v voraussetzt, die bei den linearen Systeme anwendbar sind. Und die Mehrheit stochastischer Prozesse unserer Welt nähert sich diesen Bedingungen an.

Anderseits, ist die Prädiktionsleistungsfähigkeit eines mit zufälligen (verrauschten) belasteten Ereignisses von einer grösstmöglichen Bedeutung, besonders in einem Spitzengebiet menschlicher Tätigkeit : die Luft-, See- und Raumfahrten. Den praktischen Anwendungen dieses Gebietes ist das längste Kapitel (Kap. 5) — das die üblichsten auftretenden Probleme umfasst — gewidmet. Zum Beispiel : Bestimmung der Flugbahn oder der Lage künstlicher Satelliten, Ausrichtung einer Trägheitsplatform oder Radarzielverfolgung, D o p p l e r-Navigatiossysteme für Luftzeuge und Schiffe, Übertragungsinformationssystem durch Einseitigenband—Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger. Die übrigen Kapitel geben die Grundlagen der physikalisch-mathematischen Theorie (ohne Beweisführungen) die diesen Anwendungen untergeordnet sind.

Das Buch nimmt sich vor, das pessimistische Gefühl des Dillemmas : die Theoretiker sind ingewandt in der Praxis — die Praktiker sind unwissend in der Theorie, zu minimisieren. Oder, wie das deutsche sprichwort besagt : „Theorie ist wenn man alles weiss aber nichts funktioniert ; Praxis ist wenn alles funktioniert und keiner weiss warum."[1])

Als Frucht der Mitarbeitung ausgezeichter Spezialisten, bei Anregung der Deutschen Gesellschaft für Ortung und Navigation (DGON), ist das Buch, erstens, ein unentbehrliches Erforschungsinstrument und, zweitens, eine schätzbare Quelle von Ideen im Hinblick auf die Systemtheorie und Informationsübertragungstheorie.

Von einer einfachen, lapidaren Sprache und einem anspruchsvollen mathematischen Niveau charakterisiert, liefert uns das Buch einen grossen Reichtum von Kenntnissen innerhalb eines so interessanten Grenzfachgebietes.

P. Pogânceanu

HUGHES E. CH., PELEEGER P. CH., ROSE L. L., *Advanced Programming Techniques. A Second Course in Programming Using FORTRAN.* John Wiley § Sons, Inc., New York, Santa Barbara, Chichester, Brisbane, Toronto, 1978, XIII + 287 pp.

The book is useful to students as a course in FORTRAN, and also to beginning programmers who want to enrich their programming skills. Although the language presented is FORTRAN, the reader who uses other programming languages can find data structures that can be implemented through any computer language, as well as notions about machine data representation and the organization of the algorithms.

In the preliminary chapter the authors present the basis of FORTRAN beginning with data types and operators up to intrinsec functions and subroutines.

Programming style is the topic of chapter one : the necessity for a documentation of programms, the GO TO controversy, the balance between running time and memory space, tools for debugging and the defensive programming style.

Chapter two — fully dedicated to the subprograms — presents the association rules of variables, the subprogram - specific FORTRAN instructions, manners to organize data using COMMON and EQUIVALENCE instructions. Random numbers generator programs are given here as exemples.

---

[1]) K a r i n R e i c h, *Carl Friedrich Gauss 1777|1977.* Inter Nationes, Bonn—Bad Godesberg, S. 89.

Chapter three, *Nonarithmetic Programming*, contains a series of techniques for character handling.

The I/0 files on magnetic tapes or disc are presented in the next chapter : file types, the way they can be exploited in FORTRAN, the file organization for magnetic tape or disc and exemples as to how the files are treated in different operating systems.

In chapter five the well-known data structures (stack, queue, list, tree) are discussed, their generalizations (as multiple linked lists) and applications (sequential allocation with pointers, multiple orderings of a single list, binary search, waiting queues simulations).

The machine representation of data (especially for IBM 360-370 and DEC-10 computers) and the elementary machine organization are the topics of the chapters 6 and 7. A quick presentation of the hardware components of computers and a detailed description of the SADSAC system can be find.

The last chapter presents the components of an operating system and points the reader's way to a more efficient programming mode by using more intensively the posibilities of the operating system.

The work ends with an appendix that lists the names of the FORTRAN function-type subprograms and a summary of the differences between FORTRAN IV and FORTRAN 77.

Through the whole work the application oriented reader can find many algorithms implemented in FORTRAN.

D. Cristea

ALLISON J., *Electronic Integrated Circuits — Their Technology and Design.* Mc Graw — Hill Kogakusha, Ltd., Tokyo, Auckland, Düsseldorf, Johannesburg, London, Mexico, New Delhi, Panama, Sao Paulo, Singapore, Sydney, 1975, 139 pp.

Electronic Integrated Circuits intends to provide a simple and readable introduction to the design and fabrication processes of integrated circuits.

The material is divided in seven main parts, namely : *Inregrated Circuits* (10 pp.), *Preparation of Semiconductor Slices* (16 pp.), *Oxide Layer Growth and Window Preparation* (19 pp.), *Diffusion of Dopant Impurities* (20 pp.), *Integrated Circuit Components* (39 pp.), *Electrical Isolation, Interconnections and Packaging* (10 pp.), *An Introduction to the Design of Integrated Circuits* (36 pp.). It ends with a very short bibliography (suggestions for further reading) and with a subject index.

The first six chapters are concerned with the most important aspects of : a) practical methods and principles (apparatus and matherials) used in the achievement of integrated circuits, b) fundaments of integrates technology (silicon crystals, impurities a.s.o), c) integrated components (resistors, capacitors, inductors, transistors, diodes a.s.o), d) electrical isolation, interconnection and packaging specific for the realization of integrated circuits.

The last chapter describes the methods to obtain various families of integrated circuits DCTL, RTL, DTL, TTL, ECTL, S h o t t k y TTL, IGFET-Logic, COS/MOS, Linear and CCD.

The book is highly recommanded to those interested to be initiated in the design and fabrication processes of integrated circuits.

R. Sireţchi

GRAEME G. J., *Designing with Operational Amplifiers. Application Alternatives.* McGraw Hill, New York, St. Louis, San Francisco, Auckland, Bogota, Düsseldorf, Johannesburg, London, Madrid, Mexico, Montreal, New Delhi, Panama, Paris, Sao Paulo, Singapore, Sydney, Tokyo, Toronto, 1977, X + 269 pp.

The book is useful to circuit designer engineers and to students as a well-documented course in Electronic and Integrated Circuits. It is among the four specialized books dedicated to the study of different aspects of Operational Amplifiers (properties and applications). *Designing with Operational Amplifiers* is foccussed ont the most recent implementations of specialized amplifiers for instrumentation, motor control, clamping and current source control.

Chapter 1 (entitled *General Amplifier Techniques*) studies, in its first paragraph, the DC error reduction. It shows that these errors are due, mainly, to offset voltage and input bias currents. Therefore, there are presented methods of reducing the offset voltage for inverting and/or noninverting configurations. In connection with the input bias currents, there are described four methods of compensation by impedance matching or by direct compensation. Afterwords, problems of boosting input impedance, power boosters (current and/or voltage boos-

ters) and continuously or switched gain control (mechanic or electronic principles) adjustements are discussed.

Chapter 2 (entitled *Amplifiers*) deals with : a) instrumentation amplifiers, characterized by fixed gain, high input inpedance and CMR, b) DC motor amplifiers for controlling speed or torque of motors using linear techniques and/or tachometer feedback, c) clamping amplifiers, especially Z e n e r diode—controlled clamping circuits and voltage—controled clamping, and d) single and/or differential input current sources.

2° The modern signal analyzers and signal conditioners.

Chapter 3 (entitled *Signal Analyzers*), presents voltage comparators, window comparators (method for reducing comparator hysteresis), basic and specialized peak detectors (study of accuracy and speed of this detectors and practical methods for improoving them) and voltage discriminators.

Chapter 4 (entitled *Signal Conditioners*) treets other applications of O.A., concerning voltage regulators (switching and specialized regulators), active filters (simplified state-variable configuration and digitally controlled active filters) and frequency multipliers. In voltage regulator domain is indicated an interesting method to extend regulator utility (to obtain two stabilized voltages using one voltage regulator).

3° The expansion of the widely used absolute-value circuits and of the means for their performance improvement.

Chapter 5 (entitled *Absolute - value Circuits*) analyze single and differential absolute-value circuits.

4° The newer techniques for generation of sine, square, triangle, ramp, pulse or staircase waverforms and timed duration pulses (Chapter 6, entitled *Signal Generators*).

5° The most powerful analog computational circuits for addition, substraction, integration, differentiation, multiplication, division, trigonometric and other specialized functions, (Chapter 7, entitled *Computing Circuits*).

6° The modern aspects of two-wire transmitters and voltage-to-frequency converter for remote data acquisition. Thus, chapter 8 (entitled *Data Transmission Circuits*) describes general-purpose and specialized circuits in moderate or high-precision configurations.

7° The presentation of active component test circuits (for transistor or OA), ohmmeters, capacitance measurement circuits, signal measurement circuits (voltmeters, ammeters, frequency and phase measurement circuits) and electronic thermometers (Chapter 9, entitled *Test and Measurement Circuits*).

The author, J e r a l d G. G r a e m e, manager in Burr—Brown Research Corporation, is specialist in linear circuits and his experience is illustrated by the three books written or edited by him. The whole book has a high scientific level and an approachable style.

The fine presentation, due to McGrawHill Book Co., must be also underlined.

R. Siretchi

KORN G. A., *Microprocessors and Small Digital Computer Systems for Engineers and Scientists.* McGraw-Hill Book Company, New York, 1977, 390 pp.

This book intends to present a comprehensive overview of the microprocessors, microcomputers and minicomputation, a subject of first importance. The book is interested for students, engineers, and scientists desiring a general knowledge of hardware, programming and interface design.

The work includes seven chapters and two appendices.

In the first chapter, *The Ingredients of Mini/Microcomputation*, are summarized the computer's data representations, codes, logic and basic arithmetic. This chapter provides also a brief sketch about the modern integrated circuit families used for microprocessor logic and memory.

The second chapter, *Processors and Instruction Sets*, shows the operation of typical mini/microcomputers and underlines the common features of many small machines. Are described the instruction sets and adressing modes with emphasis on their effect on programs and software.

Chapter 3, *Programming with Assemblers and Macroassemblers*, presents the machine-language and the assembly-language, with examples of programmed logic, counting, delay and arithmetic routines for microprocessors.

Chapter 4, *Interfacing Microprocessors and Minicomputers with Real-World Devices*, deals with the basic logic and programming principles for the mini/microcomputers interface systems.

Chapter 5, *Computer Operation, Software and Program Preparation*, deals with micro/minicomputer control-panel operations, peripherals, mass storage and system software.

Chapter 6, *Microcomputer Systems and Design Decision*, and Chapter 7, *Micro/Minicomputer Families*, introduce the reader to micro/minicomputer system and design decision. For that, a critical discussion of the principal microprocessors and micro/minicomputer families is presented.

In the appendix A (*Reference Material on Higher-Order Languages*) are summarized features of the PL-M, FORTRAN and BASIC languages.

In the appendix B (*Reference Tables*) are presented tables on number systems and computer codes.

The subject matter is presented with an extremal competence.

The compact presentation of reference material in the form of boxed tables and the comparison of different computer systems are a good guide for the reader.

This book succeds to help the reader to understand the manufactures' literature and thus to make the best choices of microprocessors, peripherals and applications areas.

We wish to congratulate the author for this excellent achivement.

N. Thirer

PEATMAN J. B., *Microcomputer-Based Design*. Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1977, 590 pp.

This volume develops an understanding of the components and techniques needed to design instruments and devices organized around a microcomputer. Begining with design techniques for using the microprocessor chips, memory chips, and I/0 chips making up a microcomputer, the book goes on to explore the keyboards, transducers, displays. It considers the variety of algorithmic processes required by each aspect of a design, as well as the translation of these into the language of the microcomputer.

This book contains seven chapters and nine appendices.

The first chapter presents the role of the microcomputer in the instruments design.

In the second chapter the author provides the notions on the microcomputer instructions and the role of the program counter (2-3), addresing modes (2-4), assembly language (2-5), subroutines and stacks (2-7), tables (2-8), memory allocation and assembler directives (2-9), macros (2-10) and on the pointers (2-13).

The hardwar considerations on the microcomputers are illustrated in the chapter 3 about the loading properties (3-2), clocking and startup (3-3), adress bus and data bus system organization (3-4), flags (3-6), interrupt capability (3-7), and direct memory acces (DMA).

After a short presentation of the microcomputer memories (Chapter 4) in the Chapter 5 the author considers I/0 mode about I/0 control (5-1) with examples (Peripheral Interface Adapter for MC 6800), keyboards and switches (5-4), display (5-6), asynchronous serial data transmission (UART) (5-9), and self-test hardware (5-11).

In the sixth chapter it is shown the possibility of the microcomputer hardware and software developement.

Algorithmic processes (number representation, binary-BCD conversion, addition and subtraction, multiplication, division and reentrant subroutines) in the microcomputer systems are shown in the seventh chapter.

Appendices offer thorough design information on nine microcomputers: Intel 4 004, Fairchild F8, Intel 8 080, Motorola 6 800, RCA COSMAC, Rockwell PPS-8, Motorola 6 809, Zilog 80, and Intel 8 048/8 748.

This book is very useful for the engineers and research workers designing instruments with help of microcomputers.

Al. Valachi

1980 OKT 9

33304